

Universidad de Málaga  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación



TESIS DOCTORAL

## Diseño de dispositivos pasivos de microondas en tecnologías planares multicapa

Autor:

BENITO LÓPEZ BERROCAL


Directores:

JOSÉ DE OLIVA RUBIO  
IÑIGO MOLINA FERNÁNDEZ



UNIVERSIDAD  
DE MÁLAGA

AUTOR: Benito López Berrocal

 <http://orcid.org/0000-0001-5744-8234>

EDITA: Publicaciones y Divulgación Científica. Universidad de Málaga



Esta obra está bajo una licencia de Creative Commons Reconocimiento-NoComercial-SinObraDerivada 4.0 Internacional:

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode>

Cualquier parte de esta obra se puede reproducir sin autorización  
pero con el reconocimiento y atribución de los autores.

No se puede hacer uso comercial de la obra y no se puede alterar, transformar o hacer  
obras derivadas.

Esta Tesis Doctoral está depositada en el Repositorio Institucional de la Universidad de  
Málaga (RIUMA): [riuma.uma.es](http://riuma.uma.es)



**D. José de Oliva Rubio y D. Íñigo Molina Fernández**, profesores doctores del Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Málaga

**CERTIFICAN:**

Que D. Benito López Berrocal, Ingeniero de Telecomunicación, ha realizado en el Departamento de Ingeniería de Comunicaciones de la Universidad de Málaga, bajo su dirección el trabajo de investigación correspondiente a su TESIS DOCTORAL titulada:

“Diseño de dispositivos pasivos de microondas en tecnologías planares multicapa”

En dicho trabajo se han propuesto diversas aportaciones originales en el ámbito del diseño de dispositivos pasivos de microondas integrados en sustrato. Entre las aportaciones cabe destacar una estrategia de diseño para filtros de cavidades resonantes integradas en sustrato que ha permitido la implementación de prototipos de filtros compactos y de altas prestaciones con una gran variedad de topologías y respuestas en frecuencia. También se ha propuesto una estructura para la inserción de ceros de transmisión en filtros interdigitales que ha permitido obtener prototipos con características de rechazo mejoradas, manteniendo el tamaño y los costes de fabricación típicos de los filtros todo-polo.

En el contexto de dispositivos de banda ancha, se ha diseñado un acoplador multisección asimétrico de banda ultra-ancha, de 1.8 – 18 GHz, proponiendo una nueva estructura que resuelve el problema de la degradación de las prestaciones del dispositivo a causa de la conexión entre los puertos y la sección de mayor acoplamiento del acoplador. También se ha propuesto una técnica para transformar resistores de  $50 \Omega$  en cargas adaptadas de altas prestaciones con una banda de operación de DC – 20 GHz. Por último, se han propuesto dos técnicas de diseño para transiciones entre líneas de transmisión ubicadas en distintos niveles de metalización en circuitos multicapa de RF. Una de las técnicas sirve para el diseño de transiciones eléctricamente cortas y la otra para casos en los que la longitud eléctrica de la transición es considerable.

Los resultados expuestos han dado lugar a publicaciones en revistas y aportaciones a congresos internacionales.

Por todo ello, consideran que esta Tesis es apta para su presentación al Tribunal que ha de juzgarla. Y para que conste a efectos de lo establecido en el Real Decreto 1393/2007, regulador de los Estudios de Tercer Ciclo-Doctorado, AUTORIZAMOS la presentación de esta Tesis en la Universidad de Málaga.

Málaga a \_\_\_16\_\_\_ de \_\_\_Enero\_\_\_ de \_\_\_2017\_\_\_

Fdo:

José de Oliva Rubio

Íñigo Molina Fernández





**UNIVERSIDAD DE MÁLAGA**  
**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN**

Reunido el tribunal examinador en el día de la fecha, constituido por:

Presidente: Dr. D. \_\_\_\_\_

Secretario: Dr. D. \_\_\_\_\_

Vocal: Dr. D. \_\_\_\_\_

para juzgar la Tesis Doctoral titulada **Diseño de dispositivos pasivos de microondas en tecnologías planares multicapa** realizada por D. Benito López Berrocal y dirigida por el Dr. D. José de Oliva Rubio y el Dr. D. Íñigo Molina Fernández, acordó por

\_\_\_\_\_ otorgar la calificación de

\_\_\_\_\_ y para que conste, se extiende firmada por los componentes del tribunal la presente diligencia.

Málaga, a \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_

El Presidente:

El Secretario:

El Vocal:

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_

Fdo.: \_\_\_\_\_



# **Diseño de dispositivos pasivos de microondas en tecnologías planares multicapa**

Benito López Berrocal



# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Contextualización . . . . .	1
1.2. Introducción a las tecnologías de fabricación planares . . . . .	3
1.2.1. Tecnología PCB . . . . .	4
1.2.2. Tecnología HTCC . . . . .	6
1.2.3. Tecnología LTCC . . . . .	7
1.3. Objetivos de la Tesis . . . . .	8
1.4. Contribuciones . . . . .	9
1.5. Organización de la memoria . . . . .	10
<b>2. Teoría de Filtros</b>	<b>13</b>
2.1. Introducción . . . . .	13
2.2. Síntesis polinómica clásica de filtros paso-banda . . . . .	15
2.2.1. Prototipo paso-bajo . . . . .	16
2.2.2. Síntesis circuital paso-banda . . . . .	21
2.2.3. Implementación física: topologías clásicas . . . . .	26
2.3. Síntesis de filtros paso-banda mediante la matriz de acoplamiento . . . . .	28
2.3.1. Procedimiento de síntesis de la matriz de acoplamiento . . . . .	29
2.3.2. Matriz de acoplamiento: tipos, transformaciones y topologías . . . . .	38
2.3.3. Dimensionamiento de la geometría del prototipo físico . . . . .	41
<b>3. Filtros SIW en PCB</b>	<b>47</b>
3.1. Introducción . . . . .	47
3.1.1. Contextualización y estado del arte . . . . .	47
3.1.2. Objetivos del capítulo . . . . .	56
3.1.3. Organización del capítulo . . . . .	57
3.2. Estructura de la PCB multicapa . . . . .	58
3.3. Nomenclatura y términos específicos de la técnica de diseño . . . . .	60
3.4. Estudio de los elementos del filtro: Resonadores. . . . .	64
3.4.1. Factores de calidad de los resonadores SIW . . . . .	65
3.4.2. Sintonía de los resonadores: Implementación de los autoacoplamientos . . . . .	69
3.5. Estudio de los elementos del filtro: Ranuras y chimeneas de acoplamiento . . . . .	70
3.5.1. Caracterización de ranuras eléctricas . . . . .	72
3.5.2. Caracterización de ranuras magnéticas $ k_h $ . . . . .	74

3.5.3.	Efecto combinado de múltiples ranuras entre resonadores adyacentes: superposición . . . . .	77
3.5.4.	Chimeneas: propiedades y modelado . . . . .	86
3.6.	Estudio de los elementos del filtro: Estructuras de acoplamiento con los puertos . . . . .	91
3.7.	Estrategia de diseño de filtros SIW acoplados por ranura . . . . .	94
3.7.1.	Algoritmo desarrollado para el diseño de los filtros SIW . . . . .	96
3.7.2.	Recomendaciones y consejos prácticos . . . . .	102
3.8.	Prototipos Implementados: filtro SIW simétrico . . . . .	103
3.8.1.	Especificaciones eléctricas y matriz de acoplamiento del prototipo simétrico . . . . .	103
3.8.2.	Aplicación de la estrategia de diseño: chimeneas uniformes y ranuras . . . . .	105
3.8.3.	Medida de prototipos VS HFSS: simétrico . . . . .	111
3.8.4.	Conclusiones del diseño e implementación del prototipo de filtro simétrico . . . . .	114
3.9.	Prototipos Implementados: filtro “ <i>box-section</i> ” . . . . .	114
3.9.1.	Especificaciones eléctricas y matriz de acoplamiento del prototipo “ <i>box-section</i> ” . . . . .	115
3.9.2.	Fase 1 del diseño del prototipo “ <i>box-section</i> ”: dimensionamiento de chimeneas y ranuras. . . . .	116
3.9.3.	Fase 2 del diseño del prototipo “ <i>box-section</i> ”. . . . .	119
3.9.4.	Medida de prototipos VS HFSS: “ <i>box-section</i> ” . . . . .	124
3.9.5.	Conclusiones del diseño e implementación del prototipo “ <i>box-section</i> ” . . . . .	125
<b>4.</b>	<b>Filtros Interdigitales con ceros de transmisión en LTCC</b>	<b>127</b>
4.1.	Introducción . . . . .	127
4.2.	Estructura de acoplamiento cruzado en filtros interdigitales . . . . .	131
4.2.1.	Dimensiones de la estructura de acoplamiento para que funcione como inversor de admitancias. . . . .	131
4.2.2.	Dimensiones de la estructura de acoplamiento para que funcione como un resonador $\lambda/2$ adicional. . . . .	134
4.3.	Diseño y caracterización de prototipos . . . . .	136
4.3.1.	Diseño e implementación de un filtro (5-1) en 6 GHz . . . . .	138
4.3.2.	Diseño y caracterización de un filtro (7-4) en 8 GHz . . . . .	142
<b>5.</b>	<b>Otros diseños de banda ancha integrados en sustrato</b>	<b>149</b>
5.1.	Introducción . . . . .	149
5.2.	Acoplador de banda ancha . . . . .	150
5.2.1.	Condiciones de diseño del acoplador direccional . . . . .	152
5.2.2.	Diseño del cuerpo principal del acoplador direccional . . . . .	153
5.2.3.	Diseño de los puertos de acceso del acoplador . . . . .	153
5.2.4.	Caracterización del prototipo de acoplador direccional fabricado . . . . .	157
5.3.	Cargas adaptadas de banda ancha en tecnología planar . . . . .	160

5.3.1.	Técnica de diseño de cargas adaptadas de banda ancha en circuitos planares . . . . .	161
5.3.2.	Prototipado y medida de la carga adaptada diseñada con resistor de montaje superficial sobre material plástico . . . . .	164
5.3.3.	Prototipado y medida de la carga adaptada diseñada en LTCC con elementos integrados en sustrato . . . . .	165
5.4.	Estrategia de diseño de transiciones verticales de banda ancha con “via-holes” . . . . .	167
5.4.1.	Concatenación de transiciones . . . . .	169
5.4.2.	Líneas de acceso a los saltos verticales . . . . .	169
5.4.3.	Metodologías de diseño de saltos verticales . . . . .	170
5.4.4.	Prototipos de transiciones con saltos verticales eléctricamente cortos . . . . .	174
5.4.5.	Prototipos de transiciones con saltos verticales eléctricamente largos . . . . .	180
<b>6.</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>183</b>
6.1.	Contribuciones originales . . . . .	183
6.2.	Líneas de trabajo futuras . . . . .	187
<b>A.</b>	<b>Asincronías de resonadores SIW acoplados mediante ranura</b>	<b>189</b>
<b>B.</b>	<b>Signo de los acoplamientos por ranura en resonadores SIW</b>	<b>193</b>
<b>C.</b>	<b>Prototipo SIW asimétrico simple</b>	<b>195</b>
C.0.1.	Especificaciones eléctricas y matriz de acoplamiento del prototipo asimétrico simple . . . . .	195
C.0.2.	Resumen del diseño del prototipo asimétrico simple . . . . .	197
C.0.3.	Medida de prototipos VS HFSS: asimétrico simple . . . . .	200
<b>D.</b>	<b>Prototipos de banda ancha</b>	<b>203</b>
D.1.	Prototipo de banda ancha estándar . . . . .	205
D.1.1.	Prototipo de banda ancha estándar: Fase 1 . . . . .	205
D.1.2.	Prototipo de banda ancha estándar: Fase 2 . . . . .	206
D.1.3.	Caracterización de los prototipos de banda ancha estándar implementados . . . . .	210
D.2.	Prototipos de banda ancha miniaturizados . . . . .	212
D.2.1.	Prototipo de banda ancha HMSIW . . . . .	212
D.2.2.	Prototipo de banda ancha QMSIW . . . . .	215
<b>E.</b>	<b>Geometría de la estructura usada para implementar el <math>Q_{ext}</math> en los prototipos SIW</b>	<b>221</b>





# Índice de figuras

2.1. Respuesta en frecuencia del prototipo paso-bajo ideal normalizado. (a) Respuesta en amplitud. (b) Respuesta en fase. . . . .	16
2.2. Amplitud de algunas respuestas de tipo Chebyshev generalizada para aproximar la respuesta ideal del prototipo paso-bajo. (a) Respuesta de Chebyshev generalizada asimétrica de orden 5 con 1 dB de rizado en la banda de paso y un cero de transmisión en $\bar{\omega} = -1,5$ . (b) Respuesta de Chebyshev generalizada simétrica de orden 5 con 1 dB de rizado en la banda de paso y dos ceros de transmisión en $\bar{\omega} = \pm 1,5$ . . . . .	18
2.3. Estructura circuital con elementos en escalera para implementar el prototipo paso-bajo. (a) Modelo circuital desarrollado a partir de la impedancia de entrada del filtro. (b) Modelo circuital desarrollado a partir de la admitancia de entrada del filtro. . . . .	20
2.4. Estructura circuital de un prototipo paso-bajo mediante inversores de admitancia. . . . .	20
2.5. Esquema de transformación de los elementos reactivos que forman el prototipo paso-bajo en su correspondiente resonador paso-banda . . . . .	22
2.6. Relación existente entre un elemento serie $L_k$ del prototipo paso-bajo equivalente y un resonador serie concentrado $L_{ks}C_{ks}$ . (a) Inductor serie: diagrama de polos y ceros en el plano $s$ . (b) Inductor serie: reactancia $X_k(\omega)$ . (c) Resonador serie concentrado $L_{ks}C_{ks}$ : diagrama de polos y ceros en el plano $s$ . (d) Resonador serie concentrado $L_{ks}C_{ks}$ : reactancia $X_{ks}(\omega)$ . (e) Resonador serie concentrado $L_{ks}C_{ks}$ : diagrama de polos y ceros en el plano normalizado $s'$ . (f) Resonador serie concentrado $L_{ks}C_{ks}$ : reactancia $X_{ks}(\omega')$ . . . . .	24
2.7. Esquemas de topologías de filtros distribuidos paso-banda de microondas. (a) Filtro de resonadores acoplados por “gaps” capacitivos. (b) Filtro de líneas acopladas “en escalera”. . . . .	27
2.8. Esquemas de topologías de filtros distribuidos paso-banda de microondas de múltiples líneas acopladas. (a) Filtro interdigital. (b) Filtro “comblin”. . . . .	27
2.9. Modelo circuital genérico de filtros de resonadores acoplados. (a) Enfoque como bipuerto. (b) Enfoque basado en elementos $L_iC_i$ y acoplamientos genéricos $M_{ij}$ . . . . .	30
2.10. Tipos de matrices para caracterizar un filtro de múltiples resonadores acoplados mediante la técnica de la matriz de acoplamiento. (a) Matriz $N \times N$ . (b) Matriz $N + 2 \times N + 2$ . . . . .	39

2.11. Diagrama con algunas formas canónicas de la matriz de acoplamiento. Ejemplo para filtros de orden 4. (a) Configuración “ <i>transversal</i> ”. (b) Configuración “ <i>folded</i> ”. (c) Configuración “ <i>arrow</i> ”. (d) Configuración “ <i>box-section</i> ”. . . . .	40
2.12. Matriz de acoplamiento de tipo $N + 2 \times N + 2$ con algunas formas canónicas de la matriz de acoplamiento. Ejemplo para filtros de orden 4. (a) Configuración “ <i>transversal</i> ”. (b) Configuración “ <i>folded</i> ”. (c) Configuración “ <i>arrow</i> ”. (d) Configuración “ <i>box-section</i> ”. . . . .	41
2.13. Caracterización del factor de calidad externo, $Q_{ext}$ , de un resonador doblemente cargado. (a) Modelo circuital. (b) Correspondencia con el coeficiente de transmisión del modelo circuital. . . . .	42
2.14. Caracterización del acoplamiento físico entre dos resonadores. (a) Modelo circuital genérico (b) Correspondencia con el coeficiente de transmisión del modelo circuital. . . . .	43
3.1. Definición de dimensiones de un resonador SIW genérico. (a) Vista 3D sin “ <i>via-holes</i> ” en las paredes metálicas verticales. (b) Vista en planta incluyendo los “ <i>via-holes</i> ” de las paredes laterales verticales. . . . .	48
3.2. “ <i>Stack-up</i> ” multicapa en plástico para el diseño de los filtros SIW . . .	59
3.3. Ejemplo de resonadores SIW implementados en una estructura multicapa genérica y acoplados mediante diversas combinaciones de ranuras. .	60
3.4. Ejemplo de chimenea no uniforme. (a) Vista 3D de una estructura con 4 resonadores y una chimenea no uniforme CHMN <sub>1,3</sub> . (b) Perfil de una estructura con 4 resonadores y una chimenea no uniforme CHMN <sub>1,3</sub> . . .	62
3.5. Matriz de acoplamiento de un filtro con 8 resonadores. Efecto sobre la matriz de acoplamiento de la introducción de una chimenea CHMN <sub>2,7</sub> en la estructura del filtro. . . . .	63
3.6. Geometría de los resonadores simulados. (a) Vista 3D de la estructura simulada en HFSS para la obtención genérica de los acoplamientos $k$ . (b) Vista en planta de la geometría del resonador considerado y de las ranuras utilizadas. . . . .	64
3.7. Estimación teórica del factor de calidad de un resonador SIW. (a) Factor de calidad del dielectrico en función de su $\tan \delta$ . (b) Factor de calidad debido a las tapas metálicas en función de la altura del resonador, $h_{res}$ , para distintas frecuencias de resonancia. (c) Factor de calidad de un resonador SIW, $Q_{SIW}$ en función de la altura del resonador para varios valores de frecuencia de resonancia y pérdidas del dieléctrico. . . . .	67
3.8. Resultados de la simulación del acoplamiento $ k_e $ correspondiente a una ranura cuadrada y para unas dimensiones de lado del resonador de $w_{res} = l_{res} = 22,5$ mm. (a) Evolución del acoplamiento de una ranura centrada en función su tamaño para varias alturas del resonador $h_{res}$ . (b) Evolución del acoplamiento en función de la posición, considerando una altura de resonador de $h_{res} = 0,260$ mm. . . . .	73

3.9. Acoplamiento $ k_h $ , correspondiente a una ranura rectangular paralela y cercana a los laterales de los resonadores. Esta caracterización se ha efectuado para unas dimensiones laterales de los resonadores de $w_{res} = l_{res} = 22,5$ mm. (a) Evolución del acoplamiento en función de la altura de los resonadores $h_{res}$ , considerando un desplazamiento en $(x, y)$ de $(9, 0)$ y una anchura $w_{slot} = 2$ mm. (b) Evolución del acoplamiento en función de la anchura de la ranura $w_{slot}$ , considerando un desplazamiento en $(x, y)$ de $(9, 0)$ y una altura de resonador $h_{res} = 0,260$ mm. (c) Evolución del acoplamiento en función del desplazamiento de la ranura rectangular, considerando una altura de resonador de $h_{res} = 0,260$ mm y una anchura $w_{slot} = 2$ mm. . . . .	76
3.10. Simulación ideal en HFSS de una ranura que proporciona un valor de acoplamiento de tipo $k_e$ y otra de tipo $k_h$ de valores similares. (a) $ S_{21} $ (dB) simulado en HFSS para caracterizar cada una de las ranuras. (b) Fase del $(S_{21})$ ( $^\circ$ ) simulado en HFSS para caracterizar cada una de las ranuras. . . . .	78
3.11. $ S_{21} $ (dB) del modelo equivalente paso-bajo correspondiente con las matrices de acoplamiento de las tablas A.1, A.2 y A.3. Reproducción de la figura de apéndice A. La traza negra corresponde a la respuesta de la matriz de la ecuación 3.10, la roja con la respuesta de la ecuación 3.11 para $k > 0$ y la azul con la misma ecuación para $k < 0$ . . . . .	80
3.12. Simulación ideal en HFSS de combinaciones lineales de ranuras de tipo $k_e$ y $k_h$ . (a) Vista en planta de la estructura simulada en HFSS donde se combinan dos ranuras de tipo $k_h$ iguales con una ranura de tipo $k_e$ . (b) Comparativa de la ganancia de inserción obtenida en HFSS para distintas combinaciones de ranuras. . . . .	81
3.13. Imágenes de la estructura simulada en HFSS y construida para su fabricación y medida. (a) Vista 3D, donde se destacan los “via-holes” laterales y el plano ‘GND_23’ que separa y comparten los dos resonadores. (b) Vista en planta de la estructura donde se destaca el plano ‘GND_23’ y el tipo de estructura utilizada para acceder al filtro. . . . .	83
3.14. Comparativa entre HFSS y las medidas para dos resonadores acoplados a través de una única ranura, eléctrica $k_e$ o magnética $k_h$ , con el mismo valor absoluto de acoplamiento. (a) Comparativa de $k_h$ . (b) Comparativa de $k_e$ . . . . .	84
3.15. Comparativa entre HFSS y las medidas para dos resonadores acoplados a través de varias ranuras. (a) Caso de dos ranuras magnéticas $k_h + k_h$ . (b) Caso de dos ranuras magnéticas y una eléctrica $k_h + k_e + k_h$ . . . .	84
3.16. Comparativa de todas las medidas de las combinaciones de ranuras . .	85

3.17. Superposición de ranuras en una chimenea no uniforme $\text{CHMN}_{1,4}$ . (a) Identificación de ranuras de la chimenea. (b) Área efectiva del acoplamiento entre el resonador 1 y el 3, correspondiente al solapamiento entre las ranuras $SLT_{12}$ y $SLT_{23}$ . (c) Área efectiva del acoplamiento entre el resonador 1 y el 4, correspondiente al solapamiento entre las ranuras $SLT_{12}$ , $SLT_{23}$ y $SLT_{34}$ . (d) Área efectiva del acoplamiento entre el resonador 2 y el 4, correspondiente al solapamiento entre las ranuras $SLT_{23}$ y $SLT_{34}$ . En las figuras 3.17(b) y 3.17(d) las ranuras que no intervienen en el acoplamiento se han dibujado con traza discontinua. . . . .	90
3.18. Vista de perfil de la estructura utilizada para implementar el $Q_{ext}$ en los filtros SIW. En esta vista se destacan y se indican separadamente los tres tipos de elementos que forman la estructura: pista de acceso, “microvia” y modificación sufrida por la tapa externa del resonador correspondiente, consecuencia de la ranura abierta en dicha tapa. . . . .	93
3.19. Ejemplo de simulaciones realizadas en HFSS para la caracterización de $Q_{ext}$ . (a) Vista 3D de una estructura simulada en HFSS. (b) Simulaciones de los coeficientes de transmisión obtenidos y asociados a diferentes valores de $Q_{ext}$ . . . . .	94
3.20. Diagrama de flujo con el algoritmo de diseño aplicado en la realización de los prototipos SIW. . . . .	97
3.21. Prototipo simétrico propuesto. (a) Topología del filtro. (b) Respuesta en frecuencia del modelo equivalente paso-bajo. . . . .	104
3.22. Respuesta en frecuencia del prototipo simétrico inicial. (a) Respuesta obtenida mediante simulaciones en HFSS sin pérdidas. (b) Respuesta proporcionada por el modelo paso-bajo equivalente compuesto por los acoplamientos y los valores de asincronías atribuidos al prototipo simétrico inicial. . . . .	107
3.23. Aspecto 3D del prototipo simétrico optimizado. Los dieléctricos han sido ocultados en la imagen para poder apreciar al mismo tiempo todos los niveles de metalización. En la imagen se indican los elementos de acoplamiento utilizados, así como los elementos que introducen las asincronías relativas y las estructuras que implementan los factores de calidad externos. . . . .	109
3.24. Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS de los prototipos SIW simétricos. Simulación sin pérdidas. (a) Coeficiente de reflexión. (b) Coeficiente de transmisión. . . . .	110
3.25. Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas pertenecientes a los prototipos ‘simetricos’ y sin la chimenea $\text{CHMN}_{S,L}$ . (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 3,5 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz. . . . .	112

3.26. Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos fabricados del diseño con respuesta simétrica y con la chimenea CHMN <sub>S,L</sub> . (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 3,5 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.	113
3.27. Topología “box-section”.	115
3.28. Respuesta en frecuencia normalizada obtenida a partir de la matriz de acoplamiento propuesta.	116
3.29. Aspecto 3D del prototipo “box-section” diseñado en HFSS. Los dieléctricos se han ocultados en la imagen para poder apreciar al mismo tiempo todos los niveles de metalización. En la imagen se indican los elementos de acoplamiento utilizados y los que implementan las asincronías relativas.	119
3.30. Vistas en planta de los distintos niveles de metalización usados de la estructura de PCB para implementar el filtro SIW “box-section”. (a) Plano ‘GND_12’. (b) Plano ‘GND_23’. (c) Plano ‘GND_34’. (d) Planos ‘GND_12’ y ‘GND_23’: intersección ‘GND_13’. (e) Planos ‘GND_23’ y ‘GND_34’: intersección ‘GND_24’.	120
3.31. Vistas en planta de las estructuras de acceso a los puertos y de las ranuras adicionales en las tapas externas que implementan las asincronías relativas de los resonadores 1 y 4. (a) Plano ‘GND_S1’. (b) Plano ‘GND_4L’.	121
3.32. Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo SIW “box-section” optimizado y simulado sin pérdidas. (a) Coeficientes de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados.	123
3.33. Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos del diseño “box-section”. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” en entre 4 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.	125
4.1. Filtro interdigital en “stripline” todo-polo de quinto orden. Los planos de masa superior e inferior no se muestran para poder mostrar las líneas internas del “layout”. También se muestran los “via-hole” desde el nivel “Top” al “Bottom”, que cortocircuitan cada resonador en su extremo con los planos de masa y los “via-hole” de apantallamiento que rodean al filtro.	129
4.2. Sección transversal de un filtro interdigital generalizado en “stripline”.	129
4.3. Filtro interdigital de quinto orden con un cero de transmisión (5-1) mostrando la estructura de acoplamiento cruzado propuesta. Una línea de transmisión, marcada en color oscuro en su zona central, se acopla a las terminaciones en circuito abierto de los resonadores 2 y 4. El acoplamiento se logra mediante un “gap” capacitivo en cada una de las terminaciones de la línea de acoplamiento.	130
4.4. Modelo circuital de la estructura de acoplamiento propuesta.	132

4.5. Red capacitiva en $\Pi$ , que se puede usar para modelar un “gap” capacitivo o un inversor de admitancia seleccionando adecuadamente los valores de $C_g$ y $C_p$ . . . . .	133
4.6. Topología de filtro interdigital de quinto orden con dos acoplamientos cruzados entre los resonadores 1 y 5 y los resonadores 2 y 4. . . . .	134
4.7. Topología de un filtro interdigital de quinto orden con dos resonadores en $\lambda/2$ adicionales. . . . .	135
4.8. Topología canónica “folded” de un filtro de orden siete comparado con la nueva topología propuesta. (a) Topología “folded” con los acoplamientos cruzados necesarios para una respuesta asimétrica 7-4: siete resonadores y doce acoplamientos. (b) Topología “folded” con los acoplamientos cruzados requeridos para una respuesta simétrica 7-4: sólo son necesarios diez acoplamientos. (c) Topología propuesta en la figura 4.7: siete resonadores y diez acoplamientos. . . . .	136
4.9. Estructura de la sección transversal del “stack-up” en LTCC empleado para la implementación de los filtros interdigitales con ceros de transmisión. . . . .	137
4.10. Respuesta del equivalente paso-bajo ideal para un filtro pseudo-elíptico (5-1) con 15 dB de pérdidas de retorno en la banda de paso y un cero de transmisión en $\bar{\omega} = -2,8$ . La región sombreada representa los límites de la especificación de las pérdidas de inserción del filtro en las bandas de rechazo. . . . .	138
4.11. Matriz de acoplamiento de un filtro pseudo-elíptico de quinto orden (5-1). . . . .	139
4.12. Condensador inversor de placas paralelas. (a) Vista lateral. La altura del “stack-up” de la línea “strip” es B, mientras que la longitud de solapamiento vertical es el parámetro s. (b) Vista en planta. La anchura de la línea del resonador es $w_1$ y la anchura de la línea de acoplamiento es $w_2$ . La relación de aspecto del solapamiento vertical se ha sobredimensionado para que se pueda observar adecuadamente. La relación real es $s \ll w_k$ . . . . .	140
4.13. Foto de algunos prototipos implementados. Las líneas de acceso del dispositivo en el centro de la imagen se han diseñado para que éste se pueda caracterizar con sondas coplanares de la estación de medida “on-wafer”. En cambio, las líneas de acceso de los prototipos de la izquierda y de la derecha en la imagen se han diseñado para que estos filtros se usen como componentes SMD sobre una placa de FR4. . . . .	141
4.14. Comparación entre simulación HFSS y medidas del filtro (5-1). (a) Pérdidas de retorno del filtro (5-1). La región sombreada es la máscara de especificaciones para el parámetro correspondiente. (b) Pérdidas de inserción del filtro (5-1). . . . .	142
4.15. Matriz de acoplamiento extendida para el filtro inicial de Chebyshev de quinto orden considerando los dos resonadores adicionales. . . . .	143
4.16. Matriz de acoplamiento del filtro (7-4) obtenida tras el proceso de optimización. . . . .	144
4.17. Respuesta paso-bajo equivalente del filtro ideal (7-4), incluyendo los límites para las pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción. . . . .	144



4.18. “Layout” del filtro (7-4) en 8 GHz con la identificación de las líneas y de los “gaps” capacitivos. . . . .	146
4.19. Respuesta en frecuencia sin pérdidas del filtro (7-4) simulada en HFSS. . . . .	146
4.20. Simulaciones en HFSS para ajustar la respuesta del prototipo final (7-4) considerando pérdidas de los materiales. (a) Pérdidas de inserción. (b) Pérdidas de retorno. . . . .	147
4.21. Comparativa entre simulación HFSS y medidas de la respuesta del prototipo final (7-4). (a) Pérdidas de inserción. (b) Pérdidas de retorno. . . . .	148
5.1. Vista 3D del acoplador direccional asimétrico de seis etapas implementado en LTCC en el sustrato Ferro A6M. . . . .	152
5.2. Vista de la sección transversal de dos líneas “strip” acopladas verticalmente y con desplazamiento lateral en la estructura multicapa seleccionada para el diseño del acoplador. Los sustratos más gruesos se han construido pegando dos sustratos de 193 $\mu\text{m}$ . . . . .	152
5.3. Vista en planta del acoplador direccional con los puertos de acceso en “stripline”. En las etapas exteriores del acoplador, la de mayor y menor acoplamiento, se pueden observar los dos tipos diferentes de acceso a los puertos, en forma de codos de 90° con chaflán y curvas suaves, respectivamente. . . . .	154
5.4. Vista en planta de la primera sección modificada incluyendo una sección de compensación débilmente acoplada y la parte correspondiente de la primera sección original. $C_x$ y $L_x$ son el acoplamiento y la longitud de la sección de compensación. $C_1$ y $L_1$ son el acoplamiento y la longitud remanentes de la primera sección original. . . . .	155
5.5. Comparativa del comportamiento simulado del acoplador direccional considerando la primera etapa original y la primera etapa modificada con la sección de compensación propuesta. a) Acoplamiento. b) Aislamiento. . . . .	156
5.6. Vista en planta de la nueva primera etapa mixta con codos SMCPW . . . . .	156
5.7. Vista de la sección transversal del par de líneas SMCPW acopladas. . . . .	157
5.8. Vista en planta del acoplador direccional incluyendo la primera etapa mixta y los codos en SMCPW. . . . .	157
5.9. Comparativa del comportamiento eléctrico simulado del acoplador con codos en “stripline” y con codos en SMCPW incluyendo la nueva primera etapa mixta. a) Acoplamiento. b) Aislamiento . . . . .	158
5.10. Comparación de la respuesta en frecuencia simulada y medida del acoplador direccional de 10 dB y seis etapas fabricado en LTCC. a) Acoplamiento. b) Coeficiente de reflexión. c) Aislamiento. d) Coeficiente de transmisión. . . . .	159
5.11. Modelo circuital de un resistor de montaje superficial. . . . .	161

5.12. Impedancia de entrada ( $Z_{IN}$ ) del resistor de montaje superficial puesto a GND: comparativa entre las medidas y la simulación circuital del modelo de la figura 5.11 cargado con un “ <i>via-hole</i> ” en el puerto de salida. El marcador en 11.8 GHz muestra la amplitud y la fase del coeficiente de reflexión de entrada ( $\Gamma_{IN}$ ). El marcador en 20 GHz muestra las partes real e imaginaria de la impedancia de entrada normalizada $\bar{Z}_{IN} = \bar{R}_{IN} + j\bar{X}_{IN}$ . . . . .	162
5.13. Topología completa de la carga adaptada propuesta. La red RC serie usada para reducir $R_L$ en frecuencias mayores que 10 GHz se muestra indicada entre líneas de trazo discontinuo. . . . .	163
5.14. Impedancia de entrada de la carga adaptada simulada: ‘prediseño’ y ‘diseño final’. Las pérdidas de retorno del diseño final son mejores que 20 dB desde DC hasta 22 GHz. . . . .	164
5.15. Foto del prototipo de carga adaptada con resistores de montaje superficial y condensador “ <i>single-layer</i> ” sobre el sustrato RO4350B de $250\mu\text{m}$ de grosor. El coeficiente de reflexión medido y simulado de este prototipo se muestra en la figura 5.16. . . . .	165
5.16. Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido del diseño final con resistores y condensador de montaje superficial sobre sustrato plástico. Pérdidas de retorno mejores que 20 dB desde DC hasta 20 GHz. . . . .	166
5.17. Respuesta en frecuencia modelada del resistor impreso cortocircuitado mediante un “ <i>via-hole</i> ” y del prediseño de carga adaptada en LTCC. Pérdidas de retorno del prediseño mayores que 20 dB en todo el rango de frecuencias simulado. . . . .	166
5.18. Imagen del prototipo de carga adaptada implementado en LTCC mediante resistores impresos en sustrato y un condensador interdigital. . . . .	167
5.19. Comparación del coeficiente de reflexión de entrada medido y simulado de la carga adaptada en LTCC. Pérdidas de retorno mejores que 20 dB desde DC hasta 20 GHz. . . . .	168
5.20. Transición vertical eléctricamente corta. (a) Vista 3D de ejemplo. (b) Modelo circuital asociado:red en $\pi$ . . . . .	171
5.21. Ejemplo de estructura multicapa. (a) Vista 3D de una transición GCPW-SMCPW eléctricamente larga (los planos de tierra se han eliminado para favorecer la visibilidad). (b) Perfil de la transición mostrando la posición de los planos de referencia, los “ <i>via-holes</i> ” de señal y de apantallamiento y los iris en los planos de tierra. . . . .	173
5.22. Modelo circuital de la transición vertical multicapa. . . . .	173
5.23. Geometría transversal de la placa de LTCC donde se puede observar la sección transversal de las líneas utilizadas en la transición. Se muestran la línea GCPW externa y la línea SMCPW interna. La línea “ <i>strip</i> ” está ubicada en el mismo nivel de metalización que la SMCPW y no se muestra por claridad de la figura. . . . .	175
5.24. Transición GCPW-strip. Se observa la sección A, formada por una transición GCPW-SMCPW y la sección B formada por una transición SMCPW-strip. . . . .	176

5.25. Prototipo de la transición en Ferro A6M. Enmarcado dentro de la elipse se pueden observar dos transiciones conectadas en configuración “ <i>back to back</i> ”. En ambos extremos aparecen las líneas GCPW de acceso superficiales. . . . .	177
5.26. Comparación de la respuesta en frecuencia entre la medida y la simulación de la transición “ <i>back to back</i> ” GCPW-strip-GCPW implementada. . . . .	178
5.27. Comparativa de los coeficientes de reflexión simulados y medidos en configuración “ <i>back to back</i> ” de las versiones de la transición GCPW-SMCPW asociada a los puertos del acoplador. a) Puerto acoplado. b) Puerto aislado. c) Puerto directo. . . . .	179
5.28. Aspecto de la transición diseñada para acceder a los puertos de los filtros interdigitales del capítulo 4. a) Vista en planta. b) Vista 3D. . . . .	180
5.29. Respuesta en frecuencia simulada de la transición diseñada para acceder a los puertos de los filtros interdigitales del capítulo 4. a) Coeficiente de reflexión. b) Coeficiente de transmisión. . . . .	181
5.30. Coeficiente de reflexión del prototipo de transición eléctricamente larga. a) Comportamiento del modelo circuital para diferentes combinaciones de los iris 1 y 2 sobre carta de Smith con ampliación del círculo de $-15$ dB. b) Comparativa de los comportamientos del modelo circuital y de HFSS para algunas combinaciones de los iris 1 y 2 sobre carta de Smith con ampliación del círculo de $-15$ dB. . . . .	182
5.31. Resultados medidos en configuración “ <i>back to back</i> ” para la transición implementada eléctricamente larga. (a) Coeficiente de reflexión. (b) Coeficiente de transmisión. . . . .	182
A.1. $ S_{21} $ (dB) del modelo equivalente paso-bajo correspondiente con las matrices de acoplamientos de las tablas A.1 , A.2 y A.3. . . . .	191
B.1. Simulación ideal en HFSS de una ranura que proporciona un valor de acoplamiento de tipo $k_e$ y otra de tipo $k_h$ de valores similares. $ S_{21} $ (dB) simulado en HFSS para caracterizar cada uno de las ranuras. . . . .	194
C.1. Diseño asimétrico simple propuesto. (a) Topología del filtro. (b) Respuesta en frecuencia obtenida a partir de la matriz de acoplamiento del prototipo paso-bajo. . . . .	196
C.2. Aspecto 3D del prototipo asimétrico simple diseñado en HFSS. Los sustratos han sido ocultados en la imagen para poder apreciar al mismo tiempo todos los niveles de metalización usados. En la imagen se indican los elementos de acoplamiento utilizados, así como los elementos para implementar las asincronías relativas y las estructuras que implementan los factores de calidad externos. . . . .	198
C.3. Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo SIW asimétrico simple optimizado. Simulación sin pérdidas. (a) Coeficiente de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados. . . . .	199

C.4. Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 4 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.	201
D.1. Respuesta en frecuencia del prototipo inicial del filtro SIW de banda ancha estándar. Se aprecia el comportamiento multimodo mediante la aparición de dos bandas de paso en la respuesta en frecuencia del prototipo.. . . . .	207
D.2. Vistas en planta del filtro SIW de banda ancha estándar. (a) Prototipo inicial multimodo: Plano ‘GND_12’. (b) Prototipo optimizado: Plano ‘GND_12’. (c) Prototipo optimizado: Plano ‘GND_23’. (d) Prototipo optimizado: Plano ‘GND_S1’, $Q_{ext}$ . (e) Imagen 3D de HFSS del prototipo SIW de banda ancha estándar optimizado. . . . .	209
D.3. Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo SIW de banda ancha estándar optimizado. Simulación sin pérdidas. (a) Coeficientes de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados.	210
D.4. Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos del diseño de banda ancha estándar. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 2 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz. . . . .	211
D.5. Vistas 3D en HFSS de los prototipos de banda ancha miniaturizados. (a) Prototipo HMSIW. (b) Prototipo QMSIW. . . . .	213
D.6. Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo HMSIW de banda ancha simulado sin pérdidas. (a) Coeficientes de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados y diferentes condiciones de contorno en simulación. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados y distintas condiciones de contorno en simulación. . . . .	214
D.7. Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos del diseño HMSIW de banda ancha. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” en entre 2 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz. . . . .	216
D.8. Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo QMSIW de banda ancha simulado sin pérdidas. (a) Coeficientes de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados y diferentes condiciones de contorno en simulación. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados y distintas condiciones de contorno en simulación. . . . .	217

D.9. Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos del diseño QMSIW de banda ancha. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 2 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz. . . . .	218
E.1. Descripción de la geometría de la estructura de acceso a los puertos en los prototipos SIW. Vista en planta. . . . .	221
E.2. Vista en planta de las estructuras diseñadas para implementar el factor de calidad de algunos prototipos SIW. (a) Vista en planta de la estructura que implementa un factor de calidad de $Q_{ext} = 24$ para el prototipo “box-section”. (b) Vista en planta de la estructura que implementa un factor de calidad de $Q_{ext} = 12,5$ para el prototipo asimétrico simple. (c) Vista en planta de la estructura que implementa un factor de calidad de $Q_{ext} = 9,6$ para el prototipo simétrico. (d) Vista en planta de la estructura que implementa un factor de calidad de $Q_{ext} = 2,9$ para el prototipo de banda ancha estándar. . . . .	224



# Lista de Tablas

3.1. Dimensiones de las ranuras empleadas en las simulaciones para el estudio del signo relativo de ambos tipos de acoplamiento. . . . .	78
3.2. Módulo del coeficiente de acoplamiento resultante y error cometido en las distintas combinaciones de ranuras simuladas. . . . .	81
3.3. Simulaciones y medidas del módulo del coeficiente de acoplamiento resultante en las distintas combinaciones de ranuras. En este caso el grosor de los resonadores es $h_{res} = 0,520$ mm . . . . .	85
3.4. Comparativa entre simulaciones y medidas del valor de acoplamiento de algunas combinaciones de ranuras con diferentes grosores de resonadores. . . . .	86
3.5. Matriz de acoplamiento del equivalente paso-bajo correspondiente al diseño simétrico. $\bar{Q}_{ext} = 0,9600$ . . . . .	103
3.6. Matriz de acoplamiento desnormalizada correspondiente al prototipo simétrico. $Q_{ext} = 9,6$ . . . . .	104
3.7. Datos de diseño de las chimeneas y ranuras del prototipo simétrico en la fase 1. . . . .	106
3.8. Propiedades de las ranuras de prototipo inicial y optimizado. La chimenea $CHMN_{S,L}$ sólo existe en el prototipo donde se ha cancelado el acoplamiento carga fuente. Aparecen las dimensiones en milímetros, el acoplamiento sintetizado y la variación porcentual sufrida por el acoplamiento durante la fase de optimización del diseño. . . . .	107
3.9. Estimación de las asincronías normalizadas provocadas por las dimensiones iniciales de las ranuras para el prototipo simétrico. . . . .	108
3.10. Matriz de acoplamiento normalizada correspondiente al diseño “ <i>box-section</i> ”. $\bar{Q}_{ext} = 1,195$ . . . . .	115
3.11. Matriz de acoplamiento desnormalizada correspondiente al prototipo “ <i>box-section</i> ”. $Q_{ext} = 23,9$ . . . . .	115
3.12. Datos de diseño de las chimeneas y ranuras del prototipo “ <i>box-section</i> ” en la fase 1. . . . .	117
3.13. Propiedades de ranuras y chimeneas para el prototipo “ <i>box-section</i> ”. Valores inicialmente diseñados en la fase 1 y posteriormente optimizados en la fase 2. Se muestran las dimensiones en milímetros, el acoplamiento sintetizado y la desviación porcentual acoplamiento de los elementos optimizados respecto a los iniciales que se introduce durante el proceso de ecualización en la fase 2 de diseño. . . . .	118



3.14. Estimación de las asincronías normalizadas según las dimensiones iniciales de las ranuras propuestas en la fase 1 y valor deseado para el prototipo “ <i>box-section</i> ”.	122
4.1. Especificaciones de los filtros diseñados e implementados.	137
4.2. Frecuencias de resonancia y ajuste de longitudes de los resonadores del filtro (5-1).	139
4.3. Anchuras y separaciones de las líneas del filtro (5-1).	139
4.4. Longitudes finales de las líneas del filtro (5-1).	141
4.5. Anchuras y separaciones de las líneas del filtro (7-4).	145
5.1. Impedancias características y dimensiones físicas del acoplador direccional asimétrico de seis etapas.	154
A.1. Matriz de acoplamiento del equivalente paso-bajo correspondiente a un par de resonadores síncronos acoplados un valor en módulo de $\bar{k}$ . Caso de $\bar{M}_{1,1} = \bar{M}_{2,2} = 0$ . El valor de $\bar{Q}_{ext}$ considerado es muy alto para minimizar los efectos de carga.	190
A.2. Matriz de acoplamiento del equivalente paso-bajo correspondiente a un par de resonadores síncronos acoplados un valor módulo de $\bar{k}$ . Caso de $\bar{M}_{1,1} = \bar{M}_{2,2} = -\bar{k}$ . El valor de $\bar{Q}_{ext}$ considerado es muy alto para minimizar los efectos de carga.	190
A.3. Matriz de acoplamiento del equivalente paso-bajo correspondiente a un par de resonadores síncronos acoplados un valor en módulo de $\bar{k}$ . Caso de $\bar{M}_{1,1} = \bar{M}_{2,2} = \bar{k}$ . El valor de $\bar{Q}_{ext}$ considerado es muy alto para minimizar los efectos de carga.	190
C.1. Matriz de acoplamiento normalizada correspondiente al prototipo asimétrico simple. $\bar{Q}_{ext} = 0,9359$ .	196
C.2. Prototipo asimétrico simple: Dimensiones de las ranuras y de la chimenea del prototipo inicial y dimensiones definitivas tras el proceso de optimización.	198
C.3. Estimación de las asincronías normalizadas provocadas por las dimensiones iniciales de las ranuras y valores a satisfacer para el prototipo asimétrico simple.	199
D.1. Matriz de acoplamiento normalizada correspondiente a los prototipos de banda ancha. $\bar{Q}_{ext} = 1,1954$ .	205
D.2. Dimensiones iniciales y optimizadas de las ranuras del el prototipo de banda ancha estándar.	206

# Abstract

Latest trends in commercial radiocommunication lead to the development of low-cost versatile transceivers, which support a high number of services while keeping reduced size. The number of standards such as Bluetooth, GPS, mobile phone 2G, 3G, 4G, together with the need for great bandwidths to support high speed services and an increasing amount of data traffic, demand the development of highly versatile commercial transceivers. The current search for versatile, configurable, compact, low-cost systems extends not only to radio terminals but also to certification instruments.

Planar multilayer technologies are key factors in the development of compact multi-standard transceivers. These technologies aim to integrate, in a single plastic or ceramic substrate, all the subsystems of a certain RF system. Generally speaking, some of the subsystems are designed directly integrated in the substrate, while some others are included as surface mounting devices or as chip devices, which are attached to the substrate by means of a variety of bonding or soldering methods. On the whole, planar technologies provide a high integration capacity with reasonable cost.

The design of universal and versatile radiocommunication systems using multilayer planar technologies is challenging, since the need of high levels of integration encumbers the design of the different subsystems and their interconnections.

This Thesis is focused on the design of a number of passive microwave devices integrated in multilayer planar technologies. This work proposes several design strategies for the design of different subsystems, which are amongst the most important ones in a microwave transceiver architecture. Specifically, this Thesis involves two separate lines of work. The first one consists of the design of microwave band-pass filters. The second one is devoted to the design of passive wide-bandwidth subsystems

Band-pass filters are one of the most important subsystems in the signal path of a RF transceiver. In this Thesis, several substrate integrated microwave band-pass filters are presented. Concretely, several designs in substrate integrated waveguide (SIW) and interdigital topologies are discussed. Both architectures have proven to be an excellent option for the design of microwave filters with an outstanding balance between size and electrical performance.

The design of SIW filters is one of the current trendiest research topics. The SIW architecture features several appealing characteristics, being the most relevant one the high quality factor achieved for the implemented cavity resonators. In the most recent bibliography, many works focused on the design of small-size SIW filters can be found. In this Thesis, a compact topology of SIW filters is proposed, together with a suitable methodology for the design of this kind of filters. Using the developed algorithm, several filter prototypes have been designed, implemented and characterized. The prototypes have a wide variety of frequency response shapes and, in every case, they use a small integration area which, at most, equals the area of a single resonator and can even be smaller. Besides, all the prototypes have been designed using the same procedure, the same resonator geometry and the same coupling elements. The versatility of the combination of the proposed coupled resonator filter topology and the suggested design technique provides a serious advantage when

compared with other state-of-the-art solutions recently published, which may show similar electric performance and size, but demand a specific topology with a specific design technique for each type of frequency response shape.

With regard to the interdigital filter topology, when it comes to classical all-pole filters of coupled transmission line resonators, it is one of the better options to design compact prototypes. In this Thesis, two different solutions to include transmission zeros in this topology are proposed. In both cases, the design is achieved including a new element in the filter, which does not increase the overall filter dimensions and allows for similar fabrications costs. The inserted structure has different responses depending upon its electrical length, conducing to the design of two different prototypes.

In the discussion of the designs, the circuit models for the coupling structure are presented. Besides, it is shown how the inclusion of the structure may improve the selectivity of classic interdigital filters. In the first prototype the coupling structure works as an admittance inverter, which implements a cross coupling between non-adjacent resonators. In the second one, the structure works as an additional resonator, which incorporation changes the in-line topology of the all-pole filter. Thus, in this case, neither the frequency response of the overall filter nor the design procedure are the canonic ones. Nevertheless, the electric performance of the filter and its compact size make the design actually appealing from an engineering perspective.

Concerning the second line of research, the design of passive wide bandwidth substrate integrated subsystems, the development of several high performance devices is carried out.

To begin with, an asymmetric wideband directional coupler is designed. In this case, the main problem is the implementation of the access from the ports of the device to the tightest coupled section. Therefore, a specific solution has been proposed to make this connection without degrading the electrical performance of the coupler, as it usually happens when using more conventional access ports.

Next, a method to implement wideband matched loads from conventional resistors has been developed. The technique improves the adaptation of a grounded  $50\ \Omega$  resistor. The method has been successfully demonstrated in two different cases, using SMD resistors on plastic substrate and using printed resistor on LTCC.

Last, a common problem in multilayer circuits for microwave transceivers is addressed. The integration of several subsystems in a multilayer microwave board needs the careful design of every interconnection in order to keep unaltered the overall system performance. The most difficult case occurs when the access lines to be connected are located in different metallization layers, since the transition between layers must be specifically designed to have an almost transparent electric behaviour.

In this Thesis, a design strategy for high performance vertical transitions using via-holes is presented. The goal of the strategy is not to reach the optimal transition for each specific case, but to handle a set of design rules that provide the needed guidance for the design of transitions with good electric performance investing a reasonable design effort.

# RESUMEN

En el ámbito de la radiocomunicación comercial se tiende cada vez más hacia el diseño de equipos transceptores de radiofrecuencia o microondas que proporcionen el mayor número posible de servicios con un tamaño compacto y costes reducidos. Tanto el incremento en el número de servicios ofrecidos: Bluetooth, GPS, telefonía móvil 2G, 3G, 4G, etc; como la necesidad de mayores anchos de banda para soportar mayor cantidad de tráfico de datos y enlaces más rápidos, provocan que los equipos transceptores comerciales tengan cada vez un carácter más universal. Esta tendencia actual en la búsqueda de equipos universales, reconfigurables, compactos y con un coste reducido, se extiende generalmente tanto a los equipos terminales como a los equipos de certificación.

Las tecnologías planares multicapa suponen uno de los factores clave en el desarrollo de este tipo de equipos transceptores compactos multi-estándar. Este tipo de tecnología se basa en concentrar en un único sustrato plástico o cerámico todos los subsistemas de un sistema complejo. Parte de los subsistemas se diseñan integrados en el propio sustrato y otros son incorporados como dispositivos de montaje superficial o en chip, que se incorporan al sustrato mediante algún procedimiento de soldadura o pegado. De este modo, las tecnologías planares proporcionan una alta capacidad de integración a costes razonables.

La realización de este tipo de equipos universales mediante tecnologías planares multicapa supone un importante reto desde el punto de vista de diseño. El alto nivel de integración necesario dificulta el diseño de los distintos subsistemas de microondas que lo componen, así como la interconexión entre ellos.

Esta Tesis se centra en el diseño de varios dispositivos pasivos de microondas integrados en tecnologías planares multicapa. El trabajo realizado se basa en proponer varias técnicas o estrategias para diseñar algunos de los tipos de subsistemas pasivos más importantes que forman parte de la arquitectura de un transceptor de microondas. En concreto, en esta Tesis se pueden identificar dos líneas de trabajo claramente diferenciadas: el diseño de filtros paso-banda de microondas y diseño de otros subsistemas pasivos con características de banda ancha.

Los filtros paso-banda son uno de los elementos más importantes en una cadena transceptora de radiofrecuencia. En esta Tesis se presentan varios diseños de filtros paso-banda de microondas integrados en sustrato. En particular se han desarrollado varios diseños en tecnología de guía de ondas integrada en sustrato (*Substrate Integrated Waveguide* o SIW) y dos diseños en topología interdigital. Ambas tecnologías permiten lograr filtros de microondas con una buena relación de compromiso entre tamaño y prestaciones eléctricas.

Los filtros SIW suponen en la actualidad un área de investigación importante ya que, entre otras cosas, permiten obtener filtros basados en resonadores con valores altos de factor de calidad. Recientemente se pueden encontrar numerosos ejemplos en la bibliografía centrados en intentar

minimizar el tamaño de este tipo de filtros, en búsqueda de diseños más compactos. En esta Tesis se presentan varios prototipos de filtros SIW que se han diseñado aplicando una estrategia de diseño específicamente desarrollada. Mediante esta estrategia se han logrado diseñar diferentes tipos de respuesta en frecuencia, logrando en todos los casos un filtro cuya superficie siempre es igual, o incluso inferior en algunos casos, al área de un único resonador. Además de lograr diseños muy compactos para este tipo de estructuras, otra ventaja importante es que todos los diseños, independientemente de la respuesta en frecuencia implementada, se han logrado aplicando la misma metodología de diseño y las mismas estructuras de acoplamiento. Esta homogeneidad, desde el punto de vista de la metodología de diseño, supone una interesante ventaja frente a otro tipo de soluciones que, si bien pueden proporcionar unas prestaciones similares en términos eléctricos y de tamaño, son realizaciones particularizadas para alguna topología concreta.

Por otra parte, los filtros interdigitales son, dentro de los filtros clásicos de resonadores en líneas de transmisión, una de las mejores opciones para lograr diseños compactos de filtros todo-polo. En esta Tesis se presentan dos diseños de filtros interdigitales distintos, mediante los que se demuestra que se pueden implementar ceros de transmisión introduciendo una estructura adicional que no modifica sustancialmente las dimensiones totales del diseño clásico. Esta estructura permite introducir ceros de transmisión de dos formas distintas, debido a que puede presentar diferentes comportamientos según su longitud eléctrica. En el contexto de estos diseños se discute el modelado circuital de la estructura física y se demuestra su utilidad para mejorar la selectividad de los filtros interdigitales clásicos. En uno de los diseños la estructura adicional se usa como un inversor de admitancias para implementar un acoplamiento cruzado. En el otro diseño se usa como un resonador adicional que se añade al cuerpo del filtro interdigital clásico, alterando su topología. Por tanto, ni proceso de diseño del filtro ni la respuesta en frecuencia resultante son canónicos, pero las prestaciones eléctricas del prototipo junto a su tamaño lo hacen muy interesante desde un punto de vista práctico de ingeniería.

En la línea de investigación de subsistemas pasivos integrados en sustrato con características de banda ancha, se presentan varios diseños diferentes. Uno de los diseños que se propone es un acoplador direccional asimétrico de banda ancha. Para este tipo de diseños se discute brevemente la técnica de diseño habitual y se presenta una solución particular para conectar los puertos del dispositivo a la etapa de mayor acoplamiento, evitando la degradación de prestaciones que suelen producir los accesos más convencionales.

Otra de las aportaciones se produce en el ámbito del diseño de cargas adaptadas. En este caso se propone una técnica de diseño para mejorar la adaptación en banda ancha de un resistor de  $50\ \Omega$  puesto a tierra. Dicha técnica se aplica sobre resistores de montaje superficial montados sobre sustrato plástico y también sobre resistores impresos en cerámica, proporcionando en ambos casos resultados excelentes. Por último, además de estos diseños propios de la arquitectura de un transceptor de microondas, la integración de los subsistemas en una plataforma multicapa conlleva también la necesidad de diseñar con cuidado todas las interconexiones entre los subsistemas implicados.

Dichas interconexiones pueden realizarse entre subsistemas ubicados en distintos niveles de metalización de la estructura multicapa y deben establecer la conexión de una forma casi transparente. En esta Tesis se propone una estrategia de diseño para diseñar transiciones verticales de alta calidad y de banda ancha mediante *“via-holes”*. El objetivo de esta estrategia no es obtener la transición óptima para cada caso particular sino ofrecer un conjunto de pautas de diseño que de forma sistemática permitan diseñar transiciones de buenas prestaciones eléctricas con un esfuerzo razonable.





# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Contextualización

La radiocomunicación es una rama muy importante en el ámbito de las telecomunicaciones. Los enlaces de radio han supuesto históricamente una vía clave para establecer comunicaciones a distancia entre distintos usuarios, debido entre otras cosas a su capacidad de difusión con carácter masivo.

Hoy día, los sistemas de radiocomunicación continúan teniendo una importancia vital. A los servicios habitualmente ofertados a la sociedad civil, como la radiodifusión AM y FM o la televisión, se le han ido añadiendo otros como la telefonía móvil GSM, y posteriormente UMST, sistemas Wi-Fi, WiMax, comunicaciones vía satélite, sistemas de posicionamiento global, como GPS o Galileo, redes inalámbricas WLAN, sistemas Bluetooth, etc.

Cualquier enlace de radiocomunicación está compuesto al menos por un elemento transmisor y otro receptor. Estos sistemas de transmisión y recepción habitualmente tienen una arquitectura homodina o superheterodina y se construyen en base a la concatenación de diversos componentes o subsistemas: amplificadores (de potencia, de bajo ruido, de ganancia variable, etc), atenuadores, mezcladores, filtros (paso-banda, paso-bajo, paso-alto, etc), acopladores, etc. Cada uno de estos componentes aportan una funcionalidad característica, haciendo posible que el conjunto que constituye el transmisor o el receptor satisfaga las especificaciones de diseño correspondientes [1, 2].

El desarrollo de sistemas de comunicaciones inalámbricos complejos no solo requiere los terminales de usuario y red, sino que también son necesarios equipos de certificación. Efectivamente, cualquier dispositivo comercial ha de someterse a pruebas de certificación para demostrar que verifica las especificaciones del estándar correspondiente. Estas comprobaciones se realizan mediante los equipos de certificación, que verifican el comportamiento de los equipos comerciales ante múltiples condiciones de frecuencias, potencia o interferencias, entre otros.

Los sistemas de comunicaciones actuales tienden cada vez más hacia la obtención de equipos universales que permitan de una forma compacta ofrecer una gran cantidad de servicios de distinta índole. En general, hoy día está en auge el uso de terminales de reducido tamaño que ofrezcan al usuario final un dispositivo fácilmente manejable y adaptable y que, al mismo tiempo, proporcione múltiples servicios como los men-

cionados anteriormente. Todos estos servicios trabajan a distintas frecuencias, con lo que resulta necesario desarrollar subsistemas de banda ancha, para que los terminales sean capaces de trabajar desde varios centenares de MHz hasta unidades o decenas de GHz. Esta tendencia hacia equipos universales reconfigurables de reducido tamaño no sólo se aplica a los terminales comerciales, sino que también se extiende a los equipos de certificación. Tener equipos de medida pequeños y compactos mejora su manejo y mantenimiento. Además, la universalización de los mismos logra una reducción del coste, ya que sólo se necesita un equipo para proporcionar diferentes tipos de servicios.

La miniaturización de los equipos se ha convertido en la actualidad en uno de los objetivos fundamentales en numerosas aplicaciones. Por tanto, el tamaño físico es actualmente uno de los principales aspectos del diseño de los diferentes subsistemas de un equipo. La tendencia de reducción de tamaño, tanto en los equipos terminales como en las estaciones fijas o en los equipos de pruebas de los estándares, ha propiciado el auge de tecnologías SOP (*System on Package*), [3]. Este tipo de tecnología se basa en concentrar en un único sustrato multicapa, plástico o cerámico, todos los elementos que forman un sistema determinado. Parte de estos subsistemas se diseñan integrados en el propio sustrato y otros son incorporados como dispositivos de montaje superficial o en chip, que se adhieren al sustrato mediante algún procedimiento de soldadura o pegado. En el apartado siguiente se comentan algunos aspectos relevantes de las principales tecnologías de fabricación planares multicapa.

Esta Tesis se centra en el diseño de diversos subsistemas pasivos integrados en sustrato como: filtros paso-banda de microondas, acopladores direccionales, cargas adaptadas o transiciones de banda ancha. Todos estos diseños, que se proponen y discuten en el transcurso de este documento, proporcionan distintas soluciones para el desarrollo de componentes integrados en tecnologías multicapa con altas prestaciones, que pueden ser útiles para la implementación de equipos de certificación de sistemas inalámbricos.

Una parte importante de esta Tesis se centra en el diseño de distintos tipos de filtros paso-banda de microondas, que son uno de los elementos clave y que más interés suscita dentro de los subsistemas pasivos que pueden formar parte de cualquier cadena transceptora [4].

En general, para implementar filtros analógicos paso-banda se pueden emplear múltiples tecnologías. Cuando la frecuencia central de la banda de paso del filtro es del orden de decenas o centenares de MHz, se suelen emplear filtros de resonadores LC, filtros electromecánicos, filtros basados en resonadores de cristal de cuarzo, en resonadores piezoeléctricos o filtros activos, entre otros, [1, 5]. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia de trabajo, estas arquitecturas pueden resultar inapropiadas, resultando necesario acudir a soluciones más adecuadas para las bandas de RF o de microondas, como: filtros de cavidades coaxiales, en guías de onda, filtros de resonadores cerámicos o integrados en sustrato, entre otros, [6, 7, 4].

No obstante, la frecuencia de funcionamiento no es el único criterio empleado para llevar a cabo la selección de la tecnología más adecuada en cada caso particular. Otros requerimientos muy importantes para decidir el tipo de realización suelen ser las potencias manejadas por el dispositivo o sus dimensiones físicas. En general, en los sistemas donde priman factores como el manejo de altos niveles de potencia y donde el tamaño no es un parámetro muy restrictivo, las tecnologías más adecuadas suelen ser filtros

en coaxial o en guías de onda, [6]. Este tipo de filtros tienen unas prestaciones eléctricas excelentes y normalmente están disponibles comercialmente, convenientemente conectorizados y apantallados para poder ser cascadeados con otros subsistemas.

Sin embargo, para la búsqueda de equipos o terminales con carácter universal, de bajo coste y muy compactos, se requieren filtros paso-banda de tamaños muy reducidos y fácilmente integrables con el resto del sistema. En este ámbito es donde los filtros de microondas integrados en sustrato suponen normalmente la mejor opción, aún cuando sus prestaciones eléctricas no suelen ser tan buenas como en los casos anteriores, [6]. Estos filtros pueden utilizar diversas técnicas: filtros LC de resonadores integrados, filtros de guías de onda integradas en sustrato (SIW) o filtros distribuidos basados en líneas de transmisión (por ejemplo, filtros de líneas acopladas, de acoplamiento mediante “*gaps*” capacitivos, filtros interdigitales o “*compline*” [6, 4, 8, 9].

En esta Tesis además de proponer y desarrollar diversos diseños de filtros paso-banda de microondas, concretamente en tecnologías SIW e interdigital, también se presentan algunos diseños de otro tipo de subsistemas integrados en sustrato. Como se ha mencionado con anterioridad, las cadenas transceptoras de RF o microondas están compuestas de múltiples tipos de subsistemas. Por este motivo, también se presentan diseños y prototipos de otros componentes pasivos integrados en sustrato, en este caso con características de banda ancha. En concreto, se discute el diseño de un acoplador direccional asimétrico de banda ancha en tecnología “*stripline*”. Este tipo de componente es usado con frecuencia en los equipos de medida utilizados para certificación. Así mismo, también se propone una nueva técnica para diseñar cargas adaptadas de banda ancha integradas en sustrato. Este componente es un complemento esencial para la utilización de acopladores direccionales para la monitorización de potencia.

Por último, en este trabajo también se presenta una estrategia de diseño de transiciones verticales basadas en “*via-holes*” con características de banda ancha. Este tipo de transiciones permiten interconectar entre sí las líneas de transmisión existentes en los diferentes planos de metalización de un circuito multicapa, por lo que son especialmente numerosas e importantes cuando se trata de plataformas que integran todo el sistema de RF o una gran parte de éste en un único sustrato, como estrategia de miniaturización. Efectivamente, el alto nivel de integración se consigue mediante la utilización exhaustiva de los distintos niveles de metalización, por lo que es necesario disponer de transiciones verticales de altas prestaciones para interconectar los subsistemas ubicados en las distintas capas. En la mayoría de los casos, el diseño de estas transiciones tiene como objetivo lograr un nivel de pérdidas de retorno elevado en un gran ancho de banda, a fin de que sean casi transparentes y no deterioren el funcionamiento global del sistema completo.

## 1.2. Introducción a las tecnologías de fabricación planares

Entre las tecnologías comúnmente utilizadas para la fabricación de circuitos planares de microondas se pueden distinguir dos grandes grupos: monolítica e híbrida. El segundo grupo se puede subdividir en dos familias: la familia de los circuitos en

plástico y la de los circuitos en cerámica. A su vez, dentro de la familia de los circuitos cerámicos existen dos grupos, en función de los materiales y las temperaturas de cocción empleadas en sus procesos de fabricación. Estas dos subfamilias se conocen como HTCC (“*High Temperature Co-fired Ceramic*”) y LTCC (“*Low Temperature Co-fired Ceramic*”). Por su parte, a las placas de circuitos multicapa de sustratos plásticos se las conoce como PCB (“*Printed Circuit Board*”). A continuación se comentan algunos de los aspectos más relevantes de cada una de estas tecnologías multicapa.

### 1.2.1. Tecnología PCB

La tecnología PCB es muy utilizada para realizar circuitos de microondas con un coste reducido. El coste de este tipo tecnología es su principal ventaja competitiva frente a la familia de los circuitos cerámicos. Algunos de los principales fabricantes de sustratos plásticos son Rogers, Arlon y Taconic, [10, 11, 12, 13].

Otra ventaja importante de las placas de materiales plásticos de microondas es que emplean conductores de alta conductividad, como el cobre, cuya conductividad es de  $\sigma = 58 \text{ MS/m}$ . En cuanto a las pérdidas de los dieléctricos se refiere, los materiales plásticos se pueden clasificar en materiales de altas pérdidas, como el FR-4, materiales de pérdidas medias, como Nelco, o materiales de bajas pérdidas, cuya tangente de pérdidas suele ser del orden de  $10^{-3}$ . Los materiales de altas pérdidas son los más baratos y suelen ser más habituales en aplicaciones de electrónica o baja frecuencia. No obstante, en aplicaciones de RF o microondas se suelen usar los de bajas pérdidas, con lo que en general los sistemas de microondas implementados mediante la tecnología PCB suelen presentar pérdidas de inserción reducidas.

Una de las características habituales de los materiales plásticos de microondas es que poseen una constante dieléctrica baja, comprendida en la mayoría de los casos entre 2 y 4. No obstante, existen algunas variedades de sustratos plásticos que poseen constantes dieléctricas mayores, como por ejemplo los sustratos RT/duroid 6010LM, TMM 6 ó RO3206 de Rogers, con constantes dieléctricas de 10.2, 6.0 y 6.15, respectivamente. Estos materiales logran estos altos valores de permitividad dieléctrica mediante la mezcla de compuestos plásticos con materiales cerámicos [10].

Los circuitos multicapa con materiales plásticos se forman mediante el pegado de distintas capas de sustratos plásticos. Este proceso de pegado se realiza utilizando láminas de materiales especiales, denominados “*prepreg*” o “*bonding film*”, que tienen un punto de fusión inferior al del resto de capas del sustrato, permitiendo la unión y homogeneización de las distintas capas que conforman la placa. Una vez que todas las láminas de material plástico se unen, es cuando el “*stack-up*” formado se puede taladrar y someter a un proceso químico para la formación de los “*via-holes*”. Por tanto, los “*via-holes*” tienen una longitud vertical fija determinada por el grosor del “*stack-up*” previamente confeccionado. Además de estos “*via-holes*”, también existe la posibilidad de fabricar las denominadas “*microvias*”, que son “*via-holes*” contruidos mediante láser y que solamente pueden atravesar la lámina más externa del “*stack-up*”.

Una estructura multicapa o “*stack-up*” se puede construir uniendo, mediante láminas de pegado o “*prepregs*”, otras estructuras multicapa fabricadas previamente o “*sub-stack-ups*”. Los distintos “*sub-stack-ups*” se pueden pegar entre sí en distintos

pasos de fabricación hasta dar lugar a la estructura multicapa final. Estos bloques básicos junto con las diferentes fases de pegado son los que determinan la construcción de los “*via-holes*”, ya que éstos<sup>1</sup> resultan del taladrado de los “*sub-stack-ups*” durante las distintas fases de pegado. Por tanto, si se desean unir dos niveles metálicos distintos mediante “*via-holes*” pueden ocurrir tres situaciones:

- Si ambos niveles de metalización coinciden con las capas superior e inferior de uno de los “*sub-stack-ups*” que forman la estructura multicapa, entonces se podrían unir mediante un único “*via-hole*” cuyos extremos coincidieran con estos niveles metálicos.
- Si la condición anterior no se verifica y además ambos niveles que se pretenden unir forman parte del mismo “*sub-stack-up*”, entonces se podría usar un “*via-hole*” que los interconectase, pero en este caso sus extremos sobrepasarían a alguno o a ambos niveles de metalización.
- Si ambos niveles de metalización pertenecieran a “*sub-stack-ups*” distintos entonces habría dos opciones. Una sería unir ambos niveles mediante la concatenación de varios niveles de “*via-holes*” distintos, cada uno correspondiente a cada uno de los “*sub-stack-ups*” existentes entre ambos niveles de metalización. Otra opción podría ser utilizar algún “*via-hole*” construido tras el pegado de los “*sub-stack-ups*” implicados, lo que reduciría el número de “*via-holes*” a concatenar.

Por último, si bien es posible realizar diferentes ciclos de pegado de “*sub-stack-ups*” para crear diferentes tipos de “*via-holes*” y “*microvias*” que proporcionen mayor versatilidad desde el punto de vista del diseño, en general estos ciclos de creación de “*sub-stack-ups*” también suele incrementar significativamente el coste final de la PCB [14].

Las limitaciones tecnológicas en la fabricación con materiales plásticos, en cuanto a anchuras mínimas de pistas realizables, separaciones mínimas, tolerancias, etc, dependen del fabricante de PCB. No obstante, los márgenes que se manejan son, en general, similares a los de la tecnología LTCC, dado que en ambos casos las pistas se fabrican mediante un proceso de impresión. Algunos de los fabricantes de PCB cuyas capacidades de fabricación pueden servir de referencia son Printech o Labcircuit, [15, 14]. Algunas de las características principales de sus capacidades de fabricación son: anchuras de pistas y separaciones mínimas estándares de  $150\ \mu\text{m}$  ó  $50\ \mu\text{m}$  en categoría “*premium*”, tolerancias estándares en las anchuras de pistas de  $\pm 25\ \mu\text{m}$  y diámetros mínimos de las vías de  $500\ \mu\text{m}$ , en categoría estándar, o de  $100\ \mu\text{m}$ , en categoría “*premium*”.

Por otro lado, la construcción de “*via-holes*” plantea dos tipos de restricciones. Una está relacionada con las limitaciones para implementar “*via-holes*” entre los diferentes niveles de metalización, como se ha comentado anteriormente. Esta limitación supone una desventaja frente a la tecnología LTCC, por ejemplo, donde sí se pueden definir “*via-holes*” para atravesar cada una de las capas de sustrato que forman el “*stack-up*”.

---

<sup>1</sup>A excepción de las *microvias*.

El otro tipo de limitación está relacionada con los tamaños y tolerancias de los “*via-holes*”. No obstante, en este caso los valores habituales no suelen ser muy diferentes de los permitidos en otras tecnologías como LTCC [14].

Otra de las desventajas de la tecnología PCB reside en las prestaciones mecánicas de sus materiales. Normalmente, los sustratos plásticos de microondas tienen una rigidez muy inferior a la de los materiales cerámicos, menor conductividad térmica y unos márgenes de temperaturas de funcionamiento mucho menores. La rigidez de una placa de sustrato depende de su altura. Sin embargo, a igualdad de condiciones, los sustratos cerámicos son mucho más resistentes ante esfuerzos mecánicos. En muchas aplicaciones, la capacidad de disipación térmica que pueda tener un sistema es fundamental para su correcto funcionamiento y en estos casos los materiales plásticos no son la mejor opción. Por otro lado, las temperaturas extremas que pueden soportar los materiales plásticos sin deformarse son bastante más reducidas que las de los materiales cerámicos. Los materiales plásticos suelen fundirse a temperaturas del orden de 200°C, mientras que los materiales cerámicos lo hacen a partir de 900 – 1000°C, aproximadamente, [10].

### 1.2.2. Tecnología HTCC

La tecnología HTCC está basada en materiales cerámicos cuya cocción se produce a altas temperaturas. Los materiales cerámicos empleados en la tecnología HTCC tienen permitividades dieléctricas muy elevadas, en torno a 9.5, dado que en su mayoría son diversos tipos de alúmina con diferentes grados de pureza.

A diferencia de lo que ocurre con la tecnología PCB, los circuitos multicapa en tecnología HTCC no necesitan de láminas de pegado para unir las distintas capas que conformen la placa. De hecho, el circuito se obtiene tras sinterizar las distintas capas mediante un proceso de cocción donde se han de monitorizar, entre otras cosas, unos determinados ciclos de temperatura y presión [16].

Esta tecnología plantea ventajas frente a los materiales plásticos como: mayor disipación térmica, mayor rigidez mecánica y mayor margen de temperaturas para trabajar en condiciones extremas. Sus restricciones y limitaciones de fabricación en cuanto a anchuras de pistas, separaciones, diámetros de vías, etc. son también, en igualdad de condiciones (estándar o “*premium*”), ligeramente mejores que las ofrecidas por la tecnología PCB.

No obstante, una de las principales desventajas de la tecnología HTCC es su alto coste. Cuando se trata de producciones masivas, la tecnología HTCC sí puede resultar rentable. Sin embargo, para realizar diseños de prototipado los precios no son competitivos, incluso puede resultar muy complicado encontrar fabricantes para la tirada del prototipado.

Además del coste económico que pueda tener esta tecnología, también plantea un importante inconveniente desde el punto de vista eléctrico, como es el hecho de presentar altas pérdidas de inserción como consecuencia de su proceso de fabricación. Este problema proviene de que la cocción del sustrato se realiza a temperaturas del orden de 1600°C, con lo que los materiales conductores que se empleen han de tener un punto de fusión suficientemente alto como para soportar la temperatura de sinterizado. Por tanto, los metales habituales de alta conductividad (40 – 60 MS/m) no se pueden



utilizar, debido a su bajo punto de fusión. Los materiales conductores normalmente empleados en HTCC son tungsteno y molibdeno, cuyos puntos de fusión soportan las temperaturas de cocción, pero cuya resistividad es excesivamente alta. Esto implica que, a pesar de que las pérdidas de los dieléctricos utilizados suelen ser un orden de magnitud inferior al de los materiales plásticos, las pérdidas de las líneas en HTCC suelen ser elevadas, [16].

### 1.2.3. Tecnología LTCC

La mayoría de las características de la tecnología LTCC se encuentran en un paso intermedio entre las de las tecnologías PCB y HTCC. La tecnología LTCC está basada en la utilización de materiales cerámicos, pero su proceso de cocción es distinto del llevado a cabo en HTCC, lo que le confiere una serie de características que la diferencian de esta tecnología. La temperatura a la que se lleva a cabo el proceso de cocción en LTCC está en torno a 850°C, bastante inferior a la empleada en HTCC, y esto permite la utilización de pastas conductoras compuestas por metales de alta conductividad, como el oro o la plata, con un punto de fusión más bajo que los conductores usados en HTCC. La conductividad de estas pastas resultan ser menores que la de metales como el cobre, la plata o el oro. Sin embargo, es bastante superior a la de los metales empleados en la tecnología HTCC, logrando así reducir las pérdidas de inserción [17].

Los materiales dieléctricos empleados en tecnología LTCC tienen unas constantes dieléctricas de valores intermedios entre los que poseen los dieléctricos empleados en las tecnologías PCB y HTCC. Los valores habituales de permitividad en los sustratos LTCC se sitúan entre 5.9 y 7.8. Las tangentes de pérdidas de estos materiales son muy similares a las de los materiales plásticos de microondas. La conductividad de las metalizaciones empleadas en LTCC son del orden de las que poseen los conductores empleados en la tecnología PCB, aunque algo inferiores dado que las pastas utilizadas resultan de mezclar elementos metálicos con otros compuestos [17].

El coste asociado a la tecnología LTCC también se encuentra en un punto intermedio entre las tecnologías PCB y HTCC. El prototipado en LTCC, si bien no hay muchas compañías que lo lleven a cabo, es más sencillo de realizar y tiene un coste bastante menor que en HTCC. Estos costes, aunque suelen ser superiores a los de fabricación en PCB, pueden ser asumibles para fines de prototipado.

Una de las principales ventajas de la tecnología LTCC frente a la PCB es, al igual que ocurre con la tecnología HTCC, la definición de los “*via-holes*”. Aunque también tienen sus restricciones de tamaño en lo que a diámetros se refiere, plantean menos problemas para conectar niveles de metalización internos del circuito que en la tecnología PCB. En general en LTCC los “*via-holes*” se pueden definir para cada lámina de sustrato de forma independiente, lo que supone un mayor grado de libertad para unir verticalmente dos niveles de metalización cualesquiera, sin más que apilar varios “*via-holes*” correspondientes a las láminas de sustrato pertinentes.

Por otro lado, las capacidades de fabricación en cuanto a anchuras de pistas, separaciones entre ellas, etc, son similares a las proporcionadas por la tecnología PCB.

### 1.3. Objetivos de la Tesis

El principal objetivo de esta Tesis es proponer varias topologías concretas, junto con sus correspondientes estrategias de diseño, para el desarrollo de diversos subsistemas pasivos presentes habitualmente en la arquitectura de un transceptor de RF o microondas implementado en plataformas multicapa. Todas las propuestas que se presentan en este documento están orientadas a diseños de elementos pasivos integrados en sustratos multicapa y pretenden ofrecer soluciones novedosas para lograr componentes integrados de tamaño reducido y altas prestaciones eléctricas.

Para satisfacer este objetivo general, esta Tesis desarrolla dos líneas de investigación diferenciadas, siendo ambas necesarias para el desarrollo de cualquier plataforma multicapa. En concreto, la primera línea de trabajo se centra en el diseño de filtros paso-banda, mientras que la segunda se focaliza en el desarrollo de otros elementos con mayores anchos de banda.

Dentro de la línea de diseño de filtros, el objetivo de esta Tesis es presentar nuevas propuestas de filtros paso-banda de RF o microondas, que son un elemento clave en cualquier sistema de radiocomunicación que opera en ambas bandas. En consecuencia se ha presentado un resumen con algunos de los aspectos más relevantes de la teoría de filtros, junto con un repaso de las tendencias más destacables en este ámbito. Teniendo en cuenta todo esto, se han propuesto, diseñado y fabricado distintos filtros integrados en sustrato que suponen aportaciones interesantes al estado del arte actual en la materia. En particular, las aportaciones se pueden agrupar en dos bloques:

- Diseños de filtros SIW: se ha propuesto una estrategia flexible de diseño de filtros SIW en tecnología multicapa. La técnica propuesta permite diseñar una gran variedad de respuestas en frecuencia utilizando siempre el mismo tipo de acoplamiento y usando tan sólo el área asociada a la de un solo resonador. El amplio rango de aplicación de la estrategia se demuestra mediante el diseño y fabricación de varios filtros paso-banda con características eléctricas muy diferentes.
- Diseño de filtros interdigitales con ceros de transmisión: se ha presentado el diseño y fabricación de dos filtros interdigitales cuya nueva topología permite introducir ceros de transmisión en su respuesta en frecuencia de una forma novedosa, sin incrementar el coste ni el tamaño de los filtros interdigitales.

El otro bloque de trabajo de esta Tesis se centra en el diseño de otros componentes pasivos con mayores anchos de banda e integrados en sustrato. El objetivo en esta línea es presentar diversos diseños habitualmente necesarios en cualquier plataforma multicapa, como acopladores de banda ancha, cargas adaptadas o transiciones verticales mediante “*via-holes*”. El diseño del acoplador de banda ancha que se presenta destaca por incluir una solución particular en su sección de mayor nivel de acoplamiento que evita el deterioro de sus prestaciones intrínsecas. En el caso de los diseños de las cargas adaptadas y de las transiciones verticales lo que se discuten son dos estrategias de diseño que se proponen de forma genérica para lograr diseñar este tipo de elementos de una forma eficaz y con buenas prestaciones eléctricas.



## 1.4. Contribuciones

En este apartado se enumeran brevemente las aportaciones que se han derivado del trabajo presentado en esta Tesis. Parte de este trabajo se ha desarrollado en el marco de varios proyectos de I+D, financiados en parte por organismos oficiales y en parte por empresas privadas. A continuación, se enumeran estos proyectos de I+D y las entidades implicadas:

- Los organismos que han financiado parcialmente el trabajo presentado son: La Junta de Andalucía, AT4 Wireless, el Ministerio de Economía y Competitividad y la Universidad de Málaga. Además, hay que destacar la colaboración con el instituto IMST GmbH de Alemania para la fabricación de todos los diseños en tecnología LTCC.
- Los proyectos en los que se ha enmarcado parte del trabajo de esta Tesis son:
  - Diseño de componentes y subsistemas de radiofrecuencia de alta integración. Proyecto de ámbito nacional con fecha de inicio 01/07/2008 y duración 1094 días. Código de referencia: 8.06/59.2580.
  - Lazos de enganche en frecuencia para mejora de prestaciones de ruido de fase de generadores de instrumentación de radiofrecuencia. Proyecto de ámbito autonómico con fecha de inicio 02/02/2010 y duración de 1460 días. Código de referencia: P09-TIC-5268.
  - Receptores coherentes multipuerto. Proyecto de ámbito nacional con fecha de inicio de 01/01/2014 y duración de 1095 días. Código de referencia: TEC2013-46917-C2-I-R.
  - Multilayer design software (multilib) and LTCC technology prototyping service access. Proyecto de ámbito internacional no UE con fecha de inicio 01/08/2007 y duración de 730 días. Código de referencia: IMST0000.
  - Investigación en tecnologías de microondas para transmisión/recepción, conmutación y control. Proyecto de ámbito nacional con fecha de inicio 27/10/2005 y duración de 977 días. Código de referencia: 806/59.2569.
  - Investigación en receptores de banda ultra ancha. Proyecto de ámbito nacional con fecha de inicio 01/10/2005 y duración de 1003 días. Código de referencia: PWO-IC-003 8.06/59.2570.
  - Diseño de dispositivos fotónicos integrados en el infrarrojo cercano y medio mediante estructuras sub-longitud de onda. Proyecto de ámbito nacional con fecha de inicio 01/01/2017 y duración de 1094 días. Código de referencia: TEC2016-80718-R.

Los diseños presentados en los capítulos 4 y 5 ya han sido publicados, dando lugar a las siguientes aportaciones:

- B. Lopez-Berrocal, J. de Oliva-Rubio, I. Molina-Fernandez, and J. R. Montejo-Garai, "Compact interdigital filters with transmission zeros in LTCC technology" *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 24, no. 5, pp. 560-570, 2014.
- B. Lopez-Berrocal, J. de Oliva-Rubio, E. Marquez-Segura, A. Moscoso-Martir, I. Molina-Fernandez, and P. Uhlig, "High performance 1.8-18ghz 10-db low temperature co-fired ceramic directional coupler" *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 104, pp. 99-112, 2010.
- B. López-Berrocal, J. de Oliva-Rubio, and I. Molina-Fernández, "Diseño y caracterización de cargas adaptadas desde DC a 20 GHz para circuitos planares de microondas (in spanish)," in *Actas del XXIII Congreso Nacional de la URSI*, Madrid, Spain, September 2008.
- B. Lopez-Berrocal, J. de Oliva-Rubio, and I. Molina-Fernandez, "Design and implementation of DC-20-GHz lumped resistor matched loads for planar microwave circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 10, pp. 2439-2443, Oct 2009.
- B. Lopez-Berrocal, E. Marquez-Segura, I. Molina-Fernandez, and J. Gonzalez-Delgado, "A high quality vertical transition between GCPW and SMCPW lines in multilayer technology," in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, oct. 2011, pp. 424-427.
- B. Lopez-Berrocal, E. Marquez-Segura, I. Molina-Fernandez, and J. Gonzalez-Delgado, "A circuit model for vertical multilayer transitions in coplanar waveguide technology," *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 41, pp. 51-76, 2012.

Los diseños de filtros SIW presentados en el capítulo 3 y en los apéndices C y D están aún pendientes de ser publicados. Algunos de estos diseños han sido aceptados para ser presentados en el XXXII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2017. Otros diseños están pendientes de ser enviados para su publicación en alguna revista internacional, aún por determinar.

## 1.5. Organización de la memoria

Esta memoria de Tesis se organiza de la siguiente forma:

- En primer lugar, en el capítulo 2 se presenta un resumen de los aspectos más importantes de la teoría de filtros y se comentan algunas de las topologías más empleadas dentro del ámbito de los filtros integrados en sustrato. Este bloque permite sentar las bases en las que se fundamentan los diseños de filtros que posteriormente se presentan y se divide en dos partes: en su primera parte se hace un repaso de la teoría clásica de filtros, mientras que en la segunda se

presenta una de las técnicas mas usadas en la actualidad para el diseño de filtros de microondas, como es la técnica de la matriz de acoplamiento. Esta técnica es la que posteriormente se emplea como punto de partida para algunos de los diseños desarrollados en capítulos posteriores.

- En el capítulo 3 se propone una novedosa estrategia de diseño de filtros SIW en tecnología multicapa. Tras presentar un extenso análisis del estado del arte de los filtros SIW, en este capítulo se presenta una técnica para diseñar de forma flexible filtros con un amplio abanico de respuestas en frecuencia. Esta estrategia permite diseñar filtros SIW multicapa con o sin ceros de transmisión empleando siempre el mismo tipo de acoplamientos. Además, los filtros resultantes son muy compactos: el área ocupada por el filtro siempre es igual o menor que la de un único resonador, independientemente del orden del filtro. Para la validación de la estrategia y de las suposiciones en las que se basa, se diseñan y construyen varios filtros con respuestas muy variadas, cuyas prestaciones pueden ser equivalentes a las proporcionadas por realizaciones de distinta índole presentes en la bibliografía. Esto demuestra, no sólo la validez de la estrategia, sino que supone una solución flexible para implementar múltiples tipos de diseños, comparables al estado del arte en esta materia. Esta estrategia es la principal aportación de este capítulo.
- En el capítulo 4 se muestran dos diseños distintos de filtros interdigitales integrados en sustrato. Los filtros interdigitales constituyen una de las topologías de filtros de líneas acopladas con una de las mejores relaciones entre factor de calidad y tamaño. En este capítulo se propone una topología de filtro interdigital distinta de la clásica, incluyendo elementos adicionales que permiten o facilitan la introducción de ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia. En concreto se desarrollan y fabrican dos filtros distintos que empleando la misma modificación sobre la estructura clásica logran respuestas muy diferentes, puesto que la estructura física introducida puede dimensionarse para presentar dos comportamientos eléctricos diferentes.
- En el capítulo 5 se resumen diversos diseños y estrategias, dentro de la línea de investigación de elementos de banda ancha integrados en sustrato. En este capítulo primero se discute y se presenta el diseño de un acoplador direccional asimétrico de banda ancha en tecnología “*stripline*” que incluye un cuidadoso diseño de las etapas de acceso, lo que permite mantener una elevada directividad. Tras esto, se propone una técnica para diseñar cargas de banda ancha de altas prestaciones. Esta técnica genérica se valida mediante dos realizaciones prácticas en sustratos distintos (PCB y LTCC), usando elementos discretos tanto de montaje superficial como integrados en la misma placa. Por último, se propone una estrategia de diseño que permite diseñar transiciones verticales de banda ancha y altas prestaciones. Mediante esta estrategia se pretende ofrecer una técnica de diseño común, de modo que si se aplican siempre los mismos pasos sea posible diseñar con un esfuerzo razonable cualquier transición vertical basada en “*via-holes*”, obteniendo unas prestaciones aceptables.

- Por último, en el capítulo 6 se resumen las principales conclusiones de la Tesis, destacando las aportaciones originales más relevantes y algunas posibles líneas futuras de trabajo.

# Capítulo 2

## Teoría de Filtros

### 2.1. Introducción

Este capítulo resume brevemente los fundamentos del diseño de filtros paso-banda de microondas. El punto de partida del diseño de un filtro son sus especificaciones, no sólo respecto a su respuesta en frecuencia, sino también respecto a sus dimensiones, tipo de encapsulado, comportamiento frente a tensiones mecánicas, respecto a la temperatura, rango dinámico, etc. Este capítulo se centra exclusivamente en la síntesis circuital de filtros paso-banda, haciendo un repaso de dos de las técnicas más utilizadas para el diseño eléctrico de filtros paso-banda de microondas: la síntesis polinómica clásica [6] y la síntesis mediante la matriz de acoplamiento [18, 19].

La síntesis polinómica clásica permite introducir los pasos y conceptos básicos tradicionalmente usados en el diseño de filtros y puede resultar especialmente útil cuando se pretende implementar una respuesta en frecuencia todo-polo mediante alguna estructura clásica. Para estos casos, a partir de las especificaciones eléctricas de partida se pueden obtener, mediante expresiones cerradas, gráficas o tablas, un prototipo circuital que se puede implementar con diversas topologías físicas dimensionando adecuadamente la geometría de la estructura seleccionada.

Sin embargo, cuando se pretenden sintetizar diseños con una respuesta en frecuencia con ceros o se necesita emplear estructuras físicas arbitrarias, resulta bastante más práctico emplear algún otro tipo de técnica de diseño que proporcione mayor flexibilidad respecto a la configuración de distintos acoplamientos entre los resonadores que componen el filtro. En la bibliografía se pueden encontrar otras técnicas de diseño, entre las que destacan dos técnicas genéricas para diseñar filtros con ceros que pueden ser implementados mediante cualquier estructura de acoplamiento: la técnica de extracción de polos y la técnica de la matriz de acoplamiento [20, 21, 22].

La técnica de extracción de polos se basa en tratar por separado los ceros y los polos de la respuesta en frecuencia resultante de la función de aproximación que se haya propuesto. Esta técnica se fundamenta en la conexión en cascada de secciones que implementan los ceros con un bipuerto que implementa los polos de la respuesta en frecuencia del filtro. La técnica de extracción de polos presenta la ventaja de que la ubicación de cada cero de la respuesta del filtro depende exclusivamente de las propiedades del bloque que implementa ese cero. Por tanto, la ubicación de cada uno

de ellos es insensible tanto a los valores de los elementos circuitales de los bloques que implementan el resto de ceros como a la realización del bipuerto que implementa los polos de la función de transferencia [20].

La técnica de la matriz de acoplamiento es muy utilizada, junto con la respuesta de Chebyshev generalizada, para la implementación de filtros paso-banda con ceros de transmisión fuera de la banda de paso.

La técnica enfoca el diseño del filtro como un conjunto de resonadores independientes que se encuentran acoplados entre sí, con lo que se basa únicamente en calcular los coeficientes de acoplamiento que se necesita implementar entre los resonadores para obtener la respuesta en frecuencia deseada. A diferencia de la técnica de extracción de polos, el diseño de filtros mediante la matriz de acoplamiento se lleva a cabo considerando la estructura circuital como un único bipuerto que integra conjuntamente a todos los polos y ceros de la función de transferencia. Por tanto, en este caso la posición de cada uno de los polos y ceros de la función de transferencia del filtro depende de todos y cada uno de los coeficientes de acoplamiento entre los resonadores del filtro. En general, cuando se obtiene la matriz de acoplamiento de un filtro, no es posible asociar un polo o un cero determinados a un cierto coeficiente de acoplamiento, puesto que la variación de cada coeficiente tiene efecto sobre todos los polos y ceros del filtro.

A pesar de que este hecho pueda parecer un inconveniente en el uso de esta técnica de diseño en comparación con la técnica de extracción de polos, el enfoque intuitivo que permite la técnica de la matriz de acoplamiento, junto con la versatilidad que proporciona en la configuración de diferentes topologías de filtros de resonadores acoplados ha propiciado la proliferación de su uso de forma genérica en los diseños publicados hasta la fecha [23, 24, 25, 26, 27].

La técnica de extracción de polos supone una construcción en línea del filtro mediante la conexión en cascada de varios bipuertos. Esta topología provoca que no ofrezca tantos grados de libertad como la técnica de la matriz de acoplamiento para encontrar mediante un procedimiento estándar la configuración óptima que minimice el tamaño del filtro. Sin embargo, la técnica de la matriz de acoplamiento, que permite implementar una misma función de transferencia con múltiples configuraciones de acoplamientos entre los resonadores que constituyen el filtro, ofrece mucha más flexibilidad para buscar la estructura física más conveniente. De este modo, la técnica de la matriz de acoplamiento supone una herramienta muy potente para lograr diseños tan compactos como sea posible.

En la primera parte del capítulo se presenta la síntesis polinómica de filtros paso-banda. En la sección correspondiente se muestra el procedimiento tradicionalmente usado para sintetizar una determinada respuesta en frecuencia todo-polo. Este procedimiento comienza por la síntesis polinómica del prototipo paso-bajo equivalente normalizado, cuya función de transferencia es implementable mediante elementos circuitales básicos. El diseño continúa con las correspondientes transformaciones a paso-banda de los elementos del prototipo paso-bajo. Finalmente, el prototipo paso-banda obtenido se implementa mediante alguna de las topologías circuitales clásicas de elementos de parámetros concentrados o de parámetros distribuidos.

En la segunda parte del capítulo se presenta un resumen del enfoque de diseño basado en la matriz de acoplamiento. La teoría de diseño de filtros de resonadores

acoplados mediante la técnica de la matriz de acoplamiento no es reciente. Sin embargo, ha sido en los últimos años cuando su uso se ha extendido masivamente en el campo del diseño de filtros paso-banda de microondas. En la sección correspondiente se muestra un resumen de la técnica de diseño y de la teoría que la sustenta. La sección se centra fundamentalmente en la interpretación de la matriz de acoplamiento y en la forma de operar con ella. Lo primero permite interpretar correctamente el efecto de los elementos de la matriz sobre la respuesta de un prototipo. Lo segundo permite aprovechar toda la flexibilidad de diseño que esta herramienta puede ofrecer.

## 2.2. Síntesis polinómica clásica de filtros paso-banda

El primer paso en el diseño eléctrico de un filtro pasa por escoger una función de aproximación a la respuesta ideal y determinar con qué orden cumple las especificaciones de selectividad en frecuencia, tanto en transmisión como en reflexión. En bipuertos pasivos y sin pérdidas las pérdidas de inserción y de retorno son dependientes, por lo que los coeficientes de transmisión y de reflexión también lo son. Independientemente de sobre cuál de ellas se hayan impuesto especificaciones más restrictivas, tradicionalmente se suele empezar determinando la expresión del parámetro  $S_{21}$  a partir de las especificaciones de pérdidas de inserción y de retorno.

En el caso de sistemas lineales e invariantes en el tiempo, el coeficiente de transmisión,  $S_{21}$ , se puede expresar como una función racional en el dominio transformado de Laplace,

$$S_{21}(s) = \frac{N(s)}{D(s)}, \quad (2.1)$$

donde  $N(s)$  y  $D(s)$  son el numerador y el denominador respectivamente de la función de transferencia  $S_{21}(s)$ . La frecuencia compleja  $s$  se define como  $s = \sigma + j\omega$ . Si además se considera un filtro pasivo y sin pérdidas, la matriz de parámetros  $S$  es unitaria y simétrica, con lo que

$$|S_{11}(\omega)|^2 + |S_{21}(\omega)|^2 = 1. \quad (2.2)$$

Por tanto, mediante la síntesis de la función de transferencia en transmisión se obtiene también la función de transferencia en reflexión.

Como se presenta en las siguientes secciones, el enfoque clásico del diseño de filtros paso-banda de microondas parte de las ecuaciones (2.1) y (2.2). Se comienza proponiendo distintas funciones de aproximación para la ganancia de inserción,  $|S_{21}(\omega)|^2$ , que proporcionan una función de transferencia  $S_{21}(s)$  realizable. Una vez seleccionado el tipo de función de aproximación, se calcula cuál es el orden del filtro que se necesita para satisfacer las especificaciones de selectividad de la respuesta en frecuencia. A partir de aquí, se plantean diferentes modelos circuitales que sintetizan la función de transferencia deseada [28].

### 2.2.1. Prototipo paso-bajo

En la síntesis polinómica clásica de filtros todo-polo, el diseño de cualquier tipo de filtro se basa en la utilización de una respuesta equivalente paso-bajo normalizada. Este tipo de respuesta normalizada tiene la ventaja de que permite desarrollar, a partir de la función de aproximación seleccionada como respuesta en frecuencia, un proceso de síntesis polinómica mediante el que obtener una red LC en escalera. Además, su naturaleza normalizada permite independizar el proceso de diseño circuital del tipo de respuesta que se desea implementar: paso-banda, paso-alto, paso-bajo, banda-eliminada, etc. Una vez que el prototipo paso-bajo se ha sintetizado, el proceso continúa realizando la transformación y el escalado correspondientes para obtener el modelo circuital desnormalizado. Finalmente, se selecciona una topología concreta para su implementación física mediante elementos de circuito de parámetros concentrados o de parámetros distribuidos [6].

La respuesta paso-bajo ideal, en módulo y fase, se presenta en la figura 2.1.

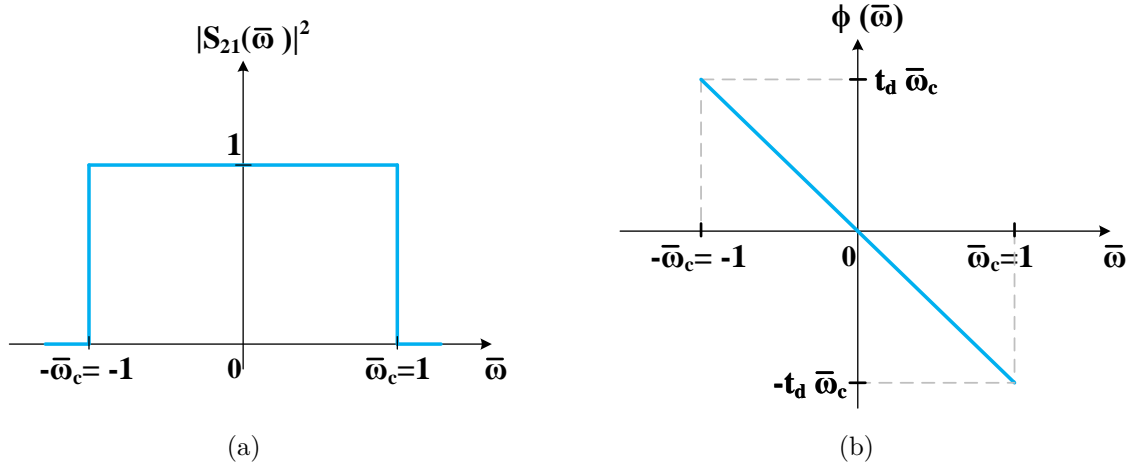


Figura 2.1: Respuesta en frecuencia del prototipo paso-bajo ideal normalizado. (a) Respuesta en amplitud. (b) Respuesta en fase.

La función  $\phi(\bar{\omega})$  representa la fase de  $S_{21}(\bar{\omega})$ ,  $t_d$  representa el retardo y  $\bar{\omega}_c$  es la frecuencia de corte normalizada, [28]. En la práctica resulta imposible implementar un filtro ideal con una respuesta como la que se presenta en la figura 2.1. Por esta razón, en su lugar se plantean otras respuestas en frecuencia que sí sean implementables y que se aproximen a la respuesta ideal lo suficiente como para satisfacer las especificaciones eléctricas de partida. En la bibliografía es posible encontrar diversas funciones de aproximación, entre las que destacan las respuestas de Chebyshev y de Butterworth para el caso de filtros todo-polos. En el caso de filtros con ceros, las funciones de aproximación más utilizadas son las respuestas elípticas y de Chebyshev generalizada [6]. En las propuestas más recientes aparecidas en la bibliografía, la respuesta de Chebyshev generalizada o pseudo-elíptica es la que se utiliza con mayor frecuencia. Por tanto, se va a presentar una breve discusión de las características más relevantes de este perfil de respuesta.



### 2.2.1.1. Respuesta en frecuencia de Chebyshev generalizada

Este tipo de respuesta permite introducir ceros en la función de transferencia. A diferencia de la respuesta elíptica, con la respuesta de Chebyshev generalizada se pueden controlar la cantidad y la ubicación de los ceros de transmisión, a costa de no poder mantener un cierto valor de rizado en la banda de rechazo. De esta manera, se logra tener una buena relación de compromiso para lograr satisfacer las especificaciones eléctricas con un número reducido de ceros, lo que reduce la complejidad del diseño y su dificultad de fabricación. Matemáticamente la respuesta de Chebyshev generalizada se define como

$$|S_{21}(\bar{\omega})|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\bar{\omega})}, \quad (2.3)$$

donde  $C_N(\bar{\omega})$  representa la función de Chebyshev generalizada. En general, esta es una función racional<sup>1</sup> que se puede expresar como un cociente de polinomios mónicos<sup>2</sup> multiplicado por una constante [18]:

$$C_N(\bar{\omega}) = K \cdot \frac{F(\bar{\omega})}{P(\bar{\omega})}. \quad (2.4)$$

Considerando esta expresión racional de la función de Chebyshev generalizada y la ecuación (2.3), se puede deducir que la ganancia de inserción también puede expresarse como un cociente de polinomios<sup>3</sup>.

La función de Chebyshev generalizada también se puede expresar matemáticamente mediante la siguiente ecuación no lineal:

$$C_N(\bar{\omega}) = \begin{cases} \cos \left[ (N - n_z) \cos^{-1}(\bar{\omega}) + \sum_{k=1}^{n_z} \cos^{-1} \left( \frac{1 - \bar{\omega}\bar{\omega}_k}{\bar{\omega} - \bar{\omega}_k} \right) \right] & 0 \leq |\bar{\omega}| \leq 1 \\ \cosh \left[ (N - n_z) \cosh^{-1}(\bar{\omega}) + \sum_{k=1}^{n_z} \cosh^{-1} \left( \frac{1 - \bar{\omega}\bar{\omega}_k}{\bar{\omega} - \bar{\omega}_k} \right) \right] & 1 \leq |\bar{\omega}| \end{cases}, \quad (2.5)$$

donde,  $n_z$  representa el número de ceros de transmisión y  $N$  el orden del filtro. En el caso de que  $n_z = 0$ , la respuesta no poseería ningún cero de transmisión, originando una respuesta de Chebyshev todo-polo. Esta representación matemática resulta muy útil, ya que permite obtener gráficamente la ganancia de inserción del filtro. De este modo se puede determinar fácilmente el orden del filtro así como el número y la ubicación de los ceros de transmisión necesarios para satisfacer las especificaciones eléctricas.

Como se muestra en la figura 2.2, donde se presentan dos ejemplos de módulos de coeficientes de transmisión para respuestas de este tipo, es posible elegir las frecuencias  $\bar{\omega}_k$  donde se pretende que aparezcan los ceros de transmisión.

### 2.2.1.2. Filtro paso-bajo con elementos en escalera

La forma más inmediata de implementar circuitalmente un filtro es una red paso-bajo LC en escalera. Estos circuitos sólo son útiles para la implementación de filtros

<sup>1</sup>En el caso de respuestas todo-polo, esta función se simplifica en el tradicional polinomio de Chebyshev [6].

<sup>2</sup>Polinomios cuyo coeficiente del término de mayor orden es unitario.

<sup>3</sup>Esto concuerda con la definición establecida en la ecuación (2.1)

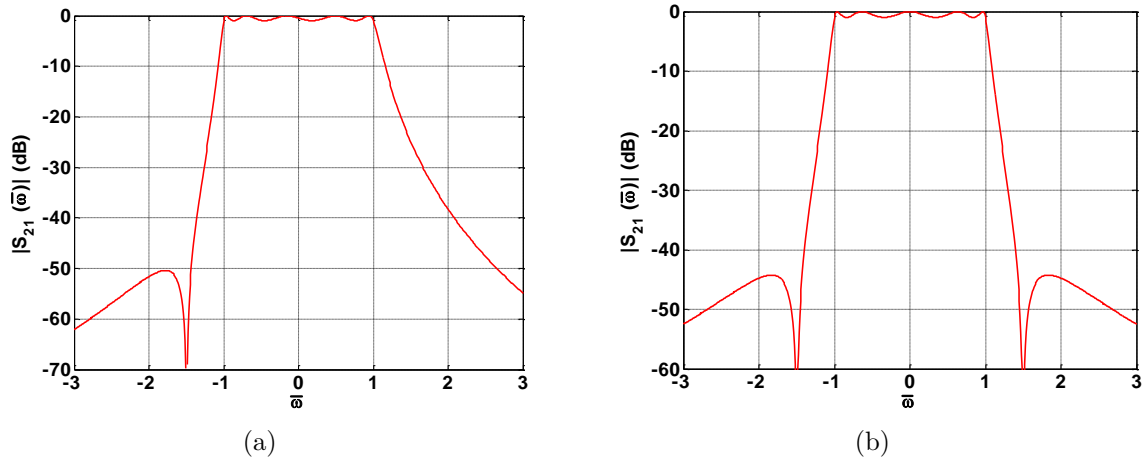


Figura 2.2: Amplitud de algunas respuestas de tipo Chebyshev generalizada para aproximar la respuesta ideal del prototipo paso-bajo. (a) Respuesta de Chebyshev generalizada asimétrica de orden 5 con 1 dB de rizado en la banda de paso y un cero de transmisión en  $\bar{\omega} = -1,5$ . (b) Respuesta de Chebyshev generalizada simétrica de orden 5 con 1 dB de rizado en la banda de paso y dos ceros de transmisión en  $\bar{\omega} = \pm 1,5$ .

todo-polo, pero pueden usarse como base para la realización de diseños más complejos. Por tanto, se va a presentar brevemente la síntesis de un filtro paso-bajo todo-polo mediante una red LC en escalera a partir de una función de aproximación.

Para que el filtro sea realizable, su respuesta al impulso ha de ser real. Por tanto, su respuesta en frecuencia,  $S_{21}(\omega)$ , debe ser hermítica. Por lo que la función de aproximación puede expresarse como

$$|S_{21}(\omega)|^2 = S_{21}(\omega) S_{21}^*(\omega) = S_{21}(s) S_{21}(-s)|_{s=j\omega}. \quad (2.6)$$

Si se obtienen las raíces de  $S_{21}(s) S_{21}(-s)$ , para que la respuesta del filtro sea estable, se han de escoger como polos de la ecuación (2.1) aquellas soluciones que se encuentren en el semiplano izquierdo del plano complejo  $s$ , [28]. Sustituyendo la ecuación (2.6) en la ecuación (2.2) se puede obtener una expresión para el coeficiente de reflexión,

$$S_{11}(s) S_{11}(-s) + S_{21}(s) S_{21}(-s) = 1. \quad (2.7)$$

Cuando estos conceptos se aplican al prototipo paso-bajo normalizado, es posible usar la ecuación (2.7) para obtener el parámetro  $S_{11}(\bar{s})$  del circuito a partir de la función de aproximación. Por tanto, se puede calcular la impedancia de entrada normalizada del filtro,  $\bar{Z}_{in}(\bar{s})$ .

$$\bar{Z}_{in}(\bar{s}) = \frac{1 + S_{11}(\bar{s})}{1 - S_{11}(\bar{s})}. \quad (2.8)$$

De la expresión de la impedancia de entrada del filtro de la ecuación (2.8), se puede efectuar un desarrollo polinómico de donde se extraen los elementos circuitales normalizados que proporcionan la ganancia de inserción correspondiente a la función de

aproximación. De este modo, la impedancia de entrada del filtro se puede implementar circuitalmente combinando elementos L's y C's normalizados hasta acabar en la carga del circuito. En general, la inmitancia de entrada se puede expresar sin indicar explícitamente la naturaleza inductiva o capacitiva de cada uno de los elementos, puesto que las inmitancias están normalizadas y son adimensionales. Para esto, se identifica cada elemento con un coeficiente denominado  $g_k$ . De esta forma se puede expresar la impedancia de entrada del filtro como

$$\bar{Z}_{in}(\bar{s}) = g_1 \bar{s} + \frac{1}{g_2 \bar{s} + \frac{1}{g_3 \bar{s} + \dots}}, \quad (2.9)$$

ecuación que está asociada al circuito eléctrico de la figura 2.3(a). Análogamente la admitancia de entrada del filtro se puede definir como

$$\bar{Y}_{in}(\bar{s}) = g_1 \bar{s} + \frac{1}{g_2 \bar{s} + \frac{1}{g_3 \bar{s} + \dots}}, \quad (2.10)$$

que está asociada al modelo circuital de la figura 2.3(b).

En resumen, se puede afirmar que una vez que se ha seleccionado la función de aproximación que satisface las especificaciones eléctricas impuestas,  $|S_{21}(\bar{\omega})|^2$ , ésta conlleva una respuesta en frecuencia,  $S_{21}(\bar{\omega})$ . Si la función de aproximación es todo-polo, la respuesta en frecuencia se corresponde unívocamente con unos coeficientes  $g_k$  determinados que se obtienen tras un proceso de síntesis polinómica.

Estos coeficientes  $g_k$  se corresponden con los valores normalizados de los elementos que constituyen el prototipo paso-bajo del filtro deseado y pueden tener un carácter inductivo o capacitivo. La distribución de esos elementos en el prototipo paso-bajo siempre es alternando inductancias en configuración serie con capacidades en configuración paralelo.

Además, debido al proceso de normalización, el modelo circuital se puede plantear en términos de inmitancias genéricas, provocando que el desarrollo polinómico resumido en las ecuaciones (2.9) y (2.10) se pueda representar con dos posibles soluciones duales, como muestra la figura 2.3, donde N representa el orden del filtro sintetizado [6].

### 2.2.1.3. Diseño del prototipo paso-bajo equivalente con inversores de inmitancia

Los inversores de inmitancia son una solución que permite realizar la síntesis circuital presentada en el apartado anterior usando tan sólo un tipo de elemento reactivo. De este modo, el prototipo paso-bajo se podría diseñar empleando exclusivamente inductores en serie o condensadores en paralelo.

Un inversor de inmitancias es un bipuerto diseñado para que su inmitancia de entrada sea inversamente proporcional a su inmitancia de carga. Se puede hablar indistintamente de inversores de impedancia, o inversores  $K$ , y de inversores de admitancia, o inversores  $J$ . Dada esta dualidad y para simplificar el análisis circuital, seguidamente se prosigue únicamente con los inversores de admitancia.

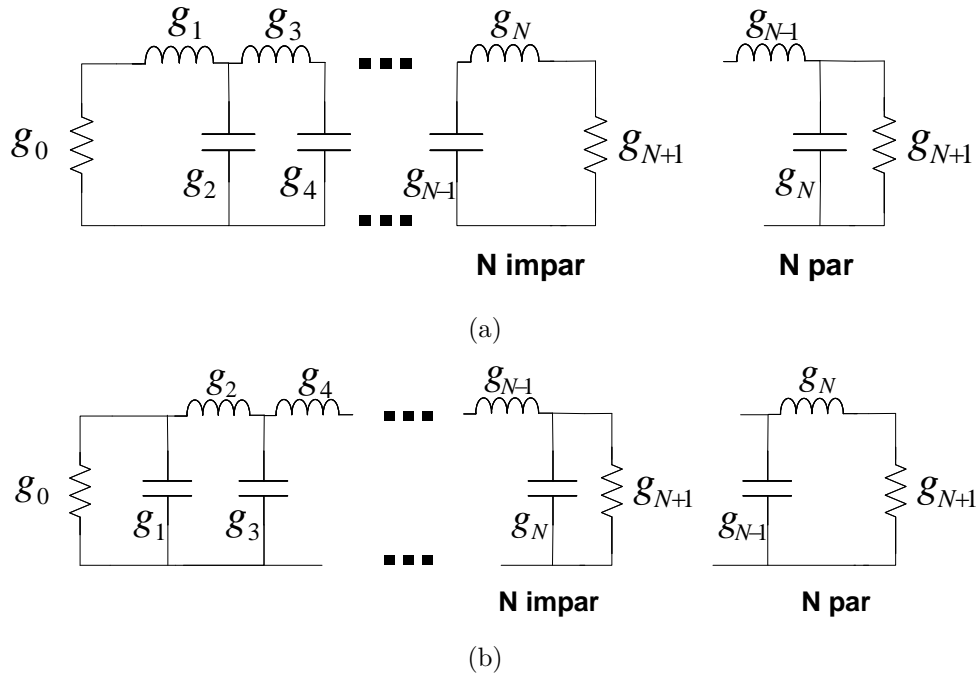


Figura 2.3: Estructura circuital con elementos en escalera para implementar el prototipo paso-bajo. (a) Modelo circuital desarrollado a partir de la impedancia de entrada del filtro. (b) Modelo circuital desarrollado a partir de la admitancia de entrada del filtro.

Un inversor de admitancia se caracteriza por su constante de inversión  $J$  y queda definido matemáticamente por su matriz de parámetros ABCD,

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Considerando esta ecuación, la síntesis circuital del prototipo paso-bajo presentada en la figura 2.3(b) se puede expresar en términos de inversores de admitancia como se muestra en la figura 2.4. Para que esta equivalencia circuital sea efectiva los valores normalizados que poseen las constantes de inversión son

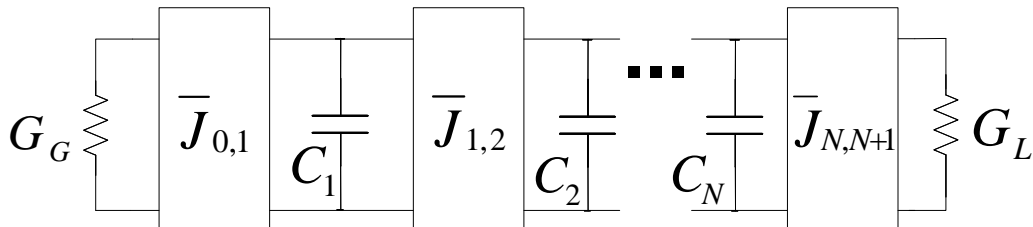


Figura 2.4: Estructura circuital de un prototipo paso-bajo mediante inversores de admitancia.

$$\begin{cases} \bar{J}_{k,k+1} = \sqrt{\frac{C_k C_{k+1}}{g_k g_{k+1}}}, & \text{si } k = 1, 2, \dots, N-1 \\ \bar{J}_{0,1} = \sqrt{\frac{G_G C_1}{g_0 g_1}}, & \bar{J}_{N,N+1} = \sqrt{\frac{C_N G_L}{g_N g_{N+1}}} \end{cases} \quad (2.12)$$

Como se observa en la ecuación anterior, los valores normalizados de las constantes de inversión dependen de los mismos coeficientes  $g_k$  presentados en el apartado anterior, que son los que definen el prototipo paso-bajo equivalente original. Además, estas constantes de inversión introducen dos tipos de elementos adicionales: las cargas  $G_G$ ,  $G_L$  y los elementos reactivos  $C_k$ . Esto supone que la inclusión de los inversores de inmitancia en el prototipo paso-bajo original proporciona  $N+1$  grados de libertad adicionales, ya que los valores de estos nuevos elementos se pueden seleccionar libremente siempre que verifiquen la ecuación (2.12) [6]. Estos  $N+1$  grados de libertad adicionales se suelen usar seleccionando todos los valores  $G_G = G_L = C_k$  como unitarios. En este caso particular, la ecuación (2.12) se simplifica quedando:

$$\bar{J}_{k,k+1} = \sqrt{\frac{1}{g_k g_{k+1}}}, \text{ para } k = 0, 1, 2, \dots, N. \quad (2.13)$$

La dificultad en la utilización de inversores para la implementación de filtros paso-bajo consiste en conseguir una implementación real para los inversores con las mismas características que los inversores ideales que se han discutido en los párrafos anteriores. Los inversores ideales poseen una respuesta invariante en frecuencia. Sin embargo, cualquier implementación real de un inversor posee una respuesta en frecuencia que sólo puede ser considerada constante en un determinado ancho de banda alrededor de la frecuencia central de diseño del inversor.

En la práctica, los inversores de inmitancia se realizan mediante redes de carácter concentrado, distribuido o semidistribuido, cuyo comportamiento se aproxima al ideal únicamente en un ancho de banda determinado [6].

## 2.2.2. Síntesis circuital paso-banda

En este apartado se transforma el prototipo paso-bajo sintetizado en un filtro con respuesta paso-banda. Esta transformación afecta a varios aspectos que se comentan brevemente a continuación: la transformación de los elementos reactivos y la transformación de frecuencias asociada. Además, también es necesario el cálculo de las constantes de inversión de los inversores de inmitancia, si el prototipo paso-bajo los tuviese y finalmente el último paso sería el escalado de las inmitancias de carga [6].

### 2.2.2.1. Transformación de elementos reactivos y de frecuencias

En este apartado se presenta la transformación de los elementos reactivos del prototipo paso-bajo en resonadores paso-banda y la transformación de frecuencias asociada. En la figura 2.5 se resume cual sería la transformación genérica de un elemento del prototipo paso-bajo en su correspondiente resonador paso-banda. De este modo el circuito correspondiente paso-banda estaría constituido por la concatenación también en escalera de resonadores en configuración serie con otros en configuración paralelo. La

principal condición que deben cumplir cada uno de estos resonadores serie y paralelo es:

1. Que los valores de sus elementos deben satisfacer que la frecuencia de resonancia del resonador coincida con la frecuencia central de la banda de paso del filtro.
2. Que la pendiente de la curva de reactancia del resonador, en la frecuencia de resonancia, sea igual a la pendiente del componente paso-bajo original.

En general, cualquier resonador físico sin pérdidas puede modelarse circuitalmente mediante una de las dos configuraciones (serie o paralelo) representadas en la figura 2.5. Para cada tipo de resonador físico siempre se pueden encontrar valores de los elementos circuitales  $L$  y  $C$  que ajustan la respuesta del modelo circuital correspondiente a la del resonador físico. Estos valores se calculan mediante expresiones cerradas particularizadas para cada caso [6].

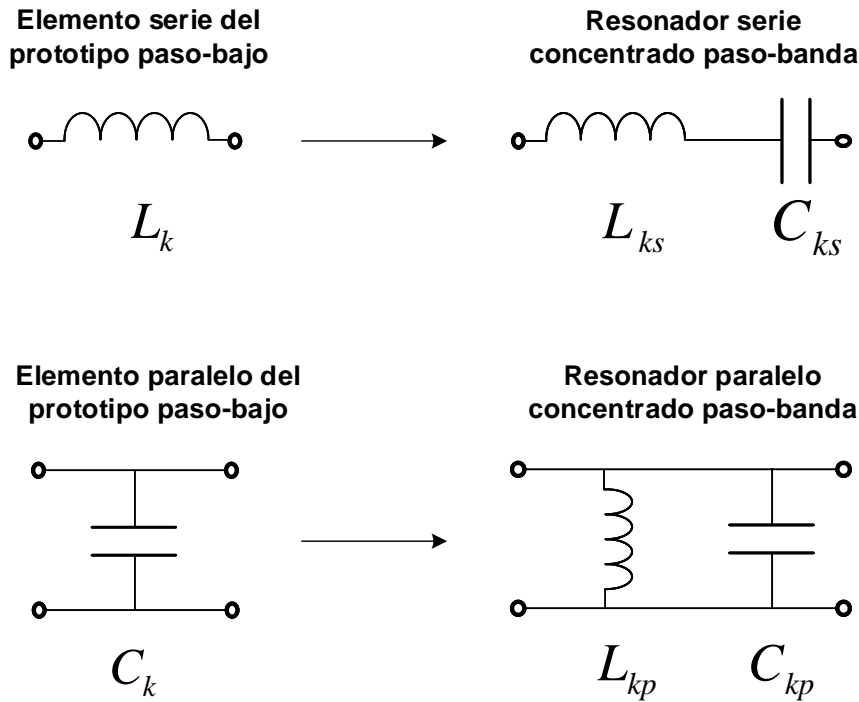


Figura 2.5: Esquema de transformación de los elementos reactivos que forman el prototipo paso-bajo en su correspondiente resonador paso-banda

Para ilustrar la relación que existe entre un elemento del prototipo paso-bajo y su correspondiente resonador paso-banda, a continuación se presenta brevemente el caso particular de la relación existente entre los elementos serie de la figura 2.5. Para el caso de un inductor serie cuya inductancia tiene un valor  $L_k$ , resulta obvio que su impedancia,  $Z_k(s)$ , es  $Z_k(s) = s \cdot L_k$ . Por tanto, también se verifica que  $Z_k(\omega) = j\omega \cdot L_k$ , donde  $s = j\omega$ . En las figuras 2.6(a) y 2.6(b) se representa su diagrama de polos y ceros en el plano complejo  $s$  y su reactancia,  $X_k(\omega) = \text{Im}[Z_k(\omega)]$ , respectivamente. Como

se puede observar en la figura 2.6(a), el inductor serie se caracteriza por tener un cero en el origen del plano complejo<sup>4</sup>. Además, como se aprecia en la figura 2.6(b), su reactancia es lineal con la frecuencia, siendo el valor de su inductancia,  $L_k$ , la constante de proporcionalidad o pendiente de la recta dibujada.

Por otro lado, si se analiza un resonador serie concentrado LC, como el representado en la figura 2.5, se puede establecer una relación de equivalencia con el modelo del inductor serie anterior, bajo ciertas condiciones que a continuación se presentan.

La impedancia de un resonador serie concentrado  $L_{ks}C_{ks}$  se puede calcular como

$$Z_{ks}(s) = sL_{ks} + \frac{1}{sC_{ks}} = \frac{1 + L_{ks}C_{ks}s^2}{sC_{ks}}. \quad (2.14)$$

Si se definen los parámetros  $Z_0 = \sqrt{\frac{L_{ks}}{C_{ks}}}$  y  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{ks}C_{ks}}}$ , entonces la ecuación anterior (2.14) se puede reescribir como

$$Z_{ks}(s) = Z_0 \left( \frac{\omega_0}{s} + \frac{s}{\omega_0} \right), \quad (2.15)$$

de donde se deduce que la impedancia del resonador expresada en función de  $\omega$  es:

$$Z_{ks}(\omega) = jZ_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (2.16)$$

A partir de las ecuaciones anteriores se puede obtener el diagrama de polos y ceros en el plano complejo de un resonador concentrado serie  $L_{ks}C_{ks}$ , como se muestra en la figura 2.6(c)<sup>5</sup>. También se muestra su reactancia,  $X_{ks}(\omega) = \text{Im}[Z_{ks}(\omega)]$ , representada en la figura 2.6(d).

La expresión (2.16) puede simplificarse bajo la aproximación de banda estrecha  $(\omega - \omega_0) \ll \omega_0$ . Efectivamente, se puede aproximar

$$\omega' = \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \approx \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0/2}, \quad (2.17)$$

donde  $\omega'$  es la frecuencia paso-bajo equivalente. Con esta definición

$$Z_{ks}(\omega) = jZ_0\omega' \Big|_{\omega' = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}} \approx jZ_0 \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0/2} \right), \quad (2.18)$$

y haciendo la sustitución  $s' = j\omega'$  se obtiene

$$Z_{ks}(s') \approx Z_0 s'. \quad (2.19)$$

Con este cambio de variable, la ecuación anterior (2.19) tiene un diagrama de polos y ceros en el plano normalizado  $s'$  como el de la figura 2.6(e). Comparando este diagrama con el del inductor serie de la figura 2.6(a), resulta que ambos son equivalentes siempre que se tome el plano normalizado  $s'$  en el caso del resonador serie. Igualmente, la reactancia  $X_{ks}(\omega')$  resultante, en función de la frecuencia normalizada  $\omega'$ , se representa en la figura 2.6(f). Esta curva tiene la misma forma que la correspondiente a la del

<sup>4</sup>Dicho cero se representa mediante un círculo.

<sup>5</sup>El polo se simboliza con unas aspás.

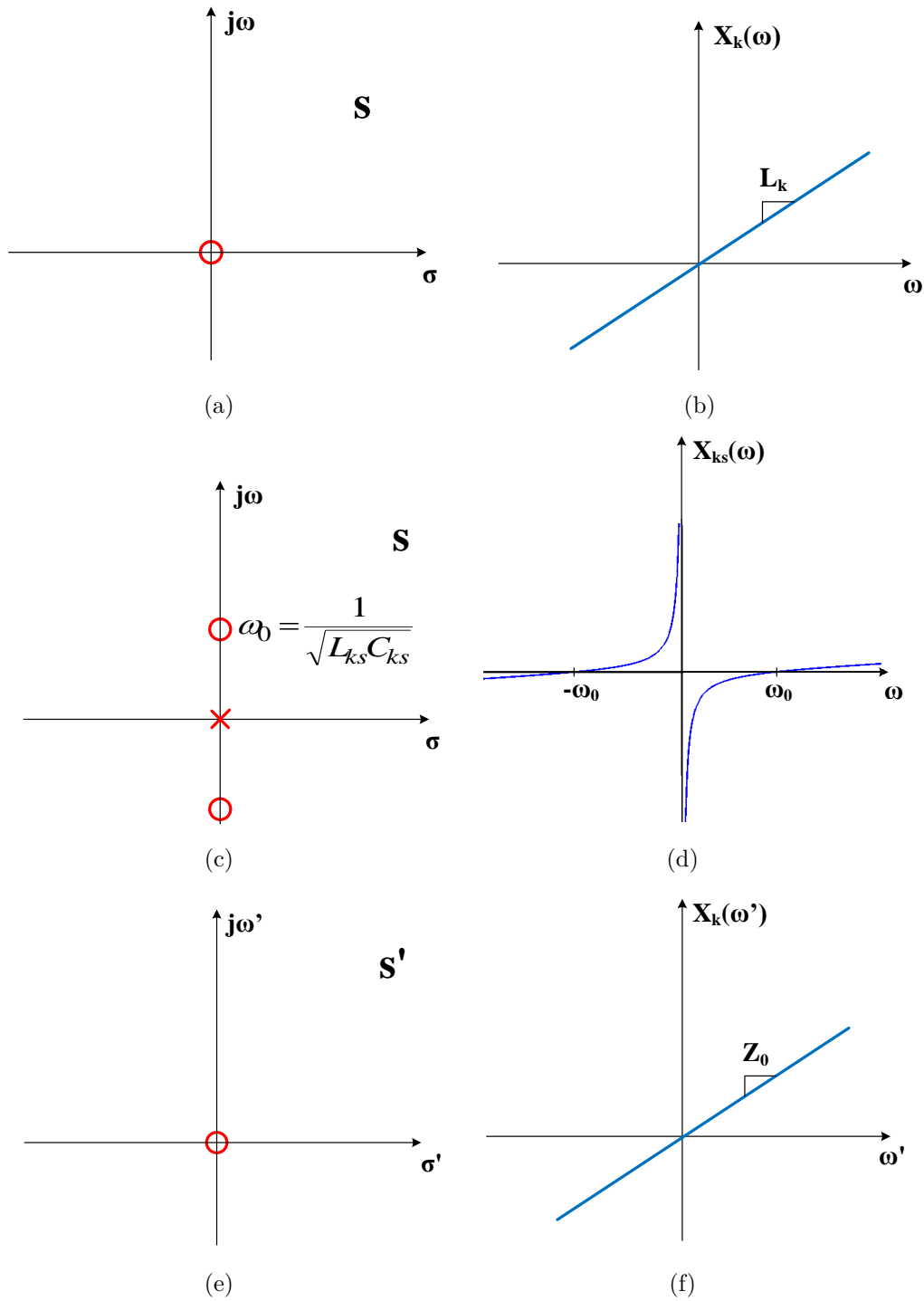


Figura 2.6: Relación existente entre un elemento serie  $L_k$  del prototipo paso-bajo equivalente y un resonador serie concentrado  $L_{ks}C_{ks}$ . (a) Inductor serie: diagrama de polos y ceros en el plano  $s$ . (b) Inductor serie: reactancia  $X_k(\omega)$ . (c) Resonador serie concentrado  $L_{ks}C_{ks}$ : diagrama de polos y ceros en el plano  $s$ . (d) Resonador serie concentrado  $L_{ks}C_{ks}$ : reactancia  $X_{ks}(\omega)$ . (e) Resonador serie concentrado  $L_{ks}C_{ks}$ : diagrama de polos y ceros en el plano normalizado  $s'$ . (f) Resonador serie concentrado  $L_{ks}C_{ks}$ : reactancia  $X_{ks}(\omega')$ .



inductor serie se la figura 2.6(b). En ambos casos la reactancia es una función lineal de primer orden con respecto a la frecuencia, que en el caso del resonador serie es la frecuencia normalizada  $\omega'$ . Estas rectas se diferencian en la pendiente de la curva, como se indica en las figuras.

Mediante este breve análisis se pone de manifiesto la relación existente entre el elemento serie del prototipo paso-bajo y un resonador serie concentrado LC. Dicho resonador, bajo la condición de banda estrecha y aplicando la transformación de frecuencias correspondiente, tiene un comportamiento equivalente al de un inductor serie. Un análisis análogo se podría realizar en el caso de los elementos en configuración paralelo, llegando a la misma conclusión.

Por último, usando la terminología habitual en la síntesis de filtros, se puede normalizar la frecuencia paso-bajo equivalente, definiendo la *frecuencia paso-bajo equivalente normalizada* como

$$\bar{\omega} = \frac{\omega'}{\text{FBW}} = \frac{1}{\text{FBW}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (2.20)$$

donde  $\omega_0$  es la frecuencia central de la banda de paso del filtro

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}, \quad (2.21)$$

siendo  $\omega_1$  y  $\omega_2$  las frecuencias angulares que marcan los límites de la banda de paso, y donde FBW es el ancho de banda fraccional, definido mediante

$$\text{FBW} = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_0} = \frac{\text{BW}}{f_0}. \quad (2.22)$$

Bajo la aproximación de banda estrecha, se puede aproximar

$$\bar{\omega} = \frac{\omega - \sqrt{\omega_1 \omega_2}}{(\omega_1 - \omega_2)/2}. \quad (2.23)$$

Esta transformación de frecuencia no afecta al escalado de los inversores, puesto que idealmente su respuesta es invariante con la frecuencia.

#### 2.2.2.2. Desnormalización de inversores de inmitancia

El último paso del proceso para obtener el modelo circuital paso-banda del filtro es calcular el valor desnormalizado de las constantes de inversión, en el caso de que el prototipo paso-bajo esté basado en inversores de inmitancia, o en escalar las inmitancias de carga, si se ha considerado el prototipo paso-bajo en escalera.

En el prototipo con inversores de inmitancia, por simplicidad, sólo se muestra el caso basado en inversores de admitancia. Los valores desnormalizados, en el modelo paso-banda, de las constantes de inversión se pueden obtener mediante la expresión:

$$J_{k,k+1} = \bar{J}_{k,k+1} \text{FBW} \omega_0 C_{kp}; \text{ para } k = 0, 1, 2, \dots, N. \quad (2.24)$$

donde  $\bar{J}_{k,k+1}$  se obtiene a partir de la ecuación (2.13) y el resto de variables que aparecen se han definido previamente.

En el caso de un prototipo paso-bajo “en escalera”, este último paso es el escalado de inmitancias. Esto se realiza a partir de los coeficientes  $g_0$  y  $g_{N+1}$ , mostrados en la figura 2.3, y de la elección de la inmitancia de referencia,  $Z_0$  o  $Y_0$ . Con esto, las inmitancias con las que habría que cargar el filtro paso-banda,  $Z_G$ ,  $Z_L$  ó  $Y_G$ ,  $Y_L$ , se calcularían mediante

$$\begin{aligned} Z_G &= Z_0 g_0 ; & Z_L &= Z_0 g_{N+1}, \\ Y_G &= Y_0 g_0 ; & Y_L &= Y_0 g_{N+1}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

### 2.2.3. Implementación física: topologías clásicas

Una vez que el prototipo circuital paso-banda está sintetizado, el último paso del diseño es su implementación física mediante una topología concreta. Desde hace más de medio siglo, en la bibliografía se puede encontrar una gran variedad de topologías para implementar filtros paso-banda de microondas. A partir de estas opciones y considerando los requerimientos eléctricos y de cualquier otro tipo del diseño (de tamaño, manejo de potencia, etc.), es posible seleccionar una de estas topologías e implementarla convenientemente. En la teoría clásica esta implementación se lleva a cabo mediante un conjunto de expresiones cerradas o soluciones tabuladas que permiten obtener las dimensiones de la estructura a partir del prototipo circuital [6].

A continuación, se presentan algunos ejemplos de las topologías más habituales. En las figuras 2.7 y 2.8 se muestran representaciones de algunas estructuras clásicas.

En la figura 2.7(a) aparece el esquema de un filtro de resonadores acoplados por “gaps” capacitivos [6]. En este caso, los resonadores están constituidos por líneas de transmisión de longitud  $\phi$  (aproximadamente  $\lambda/2$ ) e impedancia característica  $Z_0$ . Estos resonadores se acoplan extremo a extremo mediante un “gap” de carácter capacitivo que se caracteriza por su susceptancia, “ $B_k$ ”. Este parámetro forma parte del inversor de admitancias implementado en el filtro entre los resonadores adyacentes<sup>6</sup>. Los inversores de admitancia se completan de forma implícita en la figura mediante reducciones en las longitudes de las líneas que constituyen los resonadores involucrados<sup>7</sup>.

En la figura 2.7(b) se muestra el esquema de un filtro de líneas acopladas “en escalera”. Esta topología también se basa en usar resonadores de longitud  $\lambda/2$ , aunque en este caso la distribución geométrica de los resonadores y la forma de implementar los inversores de admitancia son totalmente distintos. Geométricamente, los resonadores se ubican unos a continuación de otros existiendo un solapamiento lateral cuya longitud es la mitad de la de cada resonador, como se puede observar. Este solapamiento lateral permite implementar los inversores de admitancias del modelo circuital mediante un par de líneas acopladas de longitud  $\lambda/4$ <sup>8</sup>, de modo que el valor de la constante de inversión se puede traducir en un determinado valor de acoplamiento entre líneas, caracterizado por sus impedancias par e impar,  $Z_{0e}$  y  $Z_{0o}$ , respectivamente [6].

<sup>6</sup>El parámetro “ $B_k$ ” también forma parte de los inversores de admitancia entre los resonadores externos y las cargas del filtro.

<sup>7</sup>Esta forma de implementar los inversores de admitancia se corresponde con una realización particular comentada en [6].

<sup>8</sup>A la frecuencia central de la banda de paso del filtro.



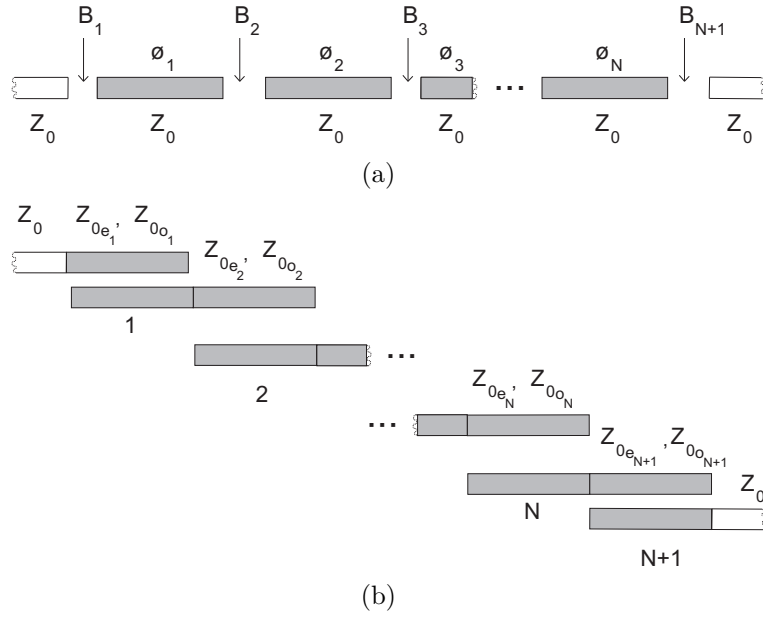


Figura 2.7: Esquemas de topologías de filtros distribuidos paso-banda de microondas. (a) Filtro de resonadores acoplados por “*gaps*” capacitivos. (b) Filtro de líneas acopladas “en escalera”.

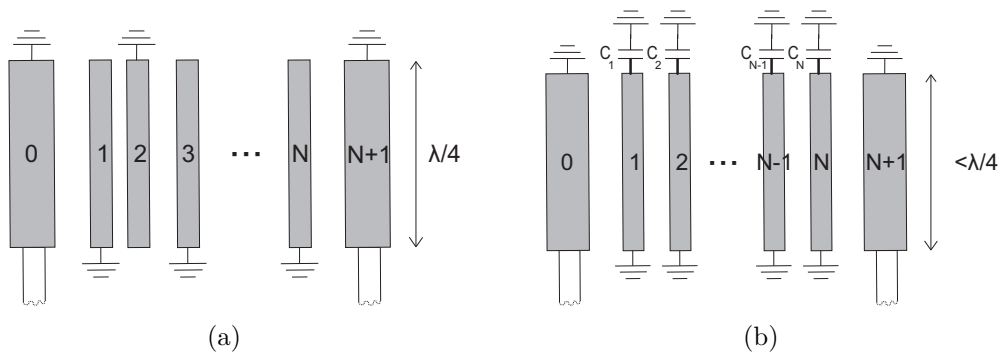


Figura 2.8: Esquemas de topologías de filtros distribuidos paso-banda de microondas de múltiples líneas acopladas. (a) Filtro interdigital. (b) Filtro “*comblines*”.

Por otro lado, en la figura 2.8 se muestra un esquema de un filtro interdigital y de un filtro “*combline*”. El filtro interdigital de la figura 2.8(a) es una estructura que se obtiene a partir de la topología anterior de líneas acopladas “en escalera”. La estructura resultante es un conjunto de múltiples líneas acopladas de longitud  $\lambda/4$ , cuya distribución permite obtener una solución bastante más compacta que su predecesora. Otra versión que también deriva de la topología de líneas acopladas “en escalera” es la topología “*combline*”. Esta se muestra en la figura 2.8(b) y se diferencia de la interdigital fundamentalmente en las cargas de los extremos de los resonadores. Lo más destacable es que en este caso todos los resonadores acaban en un extremo en una capacidad mediante la que se logra reducir la longitud de los resonadores [29].

Estas dos últimas topologías requieren una mención especial ya que en implementaciones planares suponen una buena solución de compromiso entre tamaño y factor de calidad de los resonadores [29]. Concretamente, en capítulos posteriores la topología interdigital clásica se ha empleado, junto con la introducción de nuevos elementos en su estructura, con el objetivo de mejorar las prestaciones de la respuesta del filtro, en lo que constituye una de las aportaciones de esta Tesis.

## 2.3. Síntesis de filtros paso-banda mediante la matriz de acoplamiento

La técnica de la matriz de acoplamiento es una herramienta de diseño intuitiva y muy versátil para diseñar filtros paso-banda de microondas basados en resonadores acoplados. Las características cualitativas que la hacen especialmente útil se pueden resumir en los siguientes aspectos:

- Enfoca el diseño de filtros como un conjunto de resonadores acoplados entre sí. Esto permite asociar cada elemento de la matriz con un elemento físicamente identificable y separado en la implementación final, cada elemento de la matriz describe el acoplamiento entre dos de los resonadores que componen el filtro. Esto facilita la compresión intuitiva del diseño.
- La técnica de la matriz de acoplamiento se puede aplicar a cualquier diseño basado en resonadores acoplados, independientemente de la naturaleza de los mismos. Esto permite poder realizar cualquier diseño con resonadores arbitrarios siempre que estos resuenen y se acoplen entre sí como indique la matriz de acoplamiento.
- Esta técnica proporciona una gran versatilidad de diseño ya que permite aplicar transformaciones matemáticas sobre la matriz con las que es posible hallar distintas topologías de filtro sin cambiar la respuesta en frecuencia que sintetiza. Este punto constituye una característica potentísima dado que significa que se pueden buscar distintas relaciones de acoplamientos que implementen la misma respuesta, con lo que se dispone de una gran flexibilidad para pasar del prototipo sistémico de resonadores acoplados a la topología física más conveniente, en función de las limitaciones que sea necesario imponer respecto a las características físicas de la implementación.

Históricamente esta técnica no es reciente. Sin embargo, ha sido en los últimos años cuando su uso se ha extendido masivamente. Fue en la década de los setenta cuando Atia y Williams introdujeron por primera vez el concepto de matriz de acoplamiento, aplicado originalmente para diseñar un filtro paso-banda con respuesta simétrica mediante resonadores de guíasondas, [30]. Posteriormente, Richard J. Cameron, desarrolló y generalizó esta teoría como se conoce hoy en día para el diseño de filtros paso-banda de microondas basados en resonadores acoplados [18].

Esta sección, dividida en tres apartados, presenta la técnica de la matriz de acoplamiento, que es la herramienta que se ha empleado en capítulos posteriores para realizar varios diseños de filtros planares de microondas. En el primer apartado se presenta un breve resumen de la teoría que sustenta la obtención de la matriz de acoplamiento para caracterizar filtros de resonadores acoplados. En el segundo apartado se comenta cómo se pueden efectuar transformaciones matemáticas sobre la matriz, lo que propicia que se puedan proponer diversas topologías de acoplamiento para implementar la misma respuesta en frecuencia. Por último, en el tercer apartado se muestra el procedimiento para determinar si los componentes del filtro implementan realmente los valores de acoplo especificados en la matriz.

### 2.3.1. Procedimiento de síntesis de la matriz de acoplamiento

En este apartado se describen brevemente los distintos pasos que se efectúan para obtener la matriz de acoplamiento que caracteriza un filtro de resonadores acoplados con una determinada respuesta en frecuencia, para satisfacer unas especificaciones eléctricas concretas. Este procedimiento de síntesis de la matriz de acoplamiento a partir de unas especificaciones eléctricas es un proceso complejo cuyo desarrollo detallado se puede encontrar en la bibliografía [18, 19]. En este apartado sólo se describen superficialmente los pasos del proceso de síntesis, con el objetivo de explicar a alto nivel cómo se obtiene la matriz de acoplamiento.

El método de síntesis de la matriz de acoplamiento puede explicarse haciendo referencia a la figura 2.9. En esta figura se ha representado un cierto circuito bajo un enfoque de caja negra (figura 2.9(a)) en la que la descripción del comportamiento del circuito se hace desde un punto de vista de entrada-salida, y también se ha representado el mismo circuito (figura 2.9(b)) teniendo en cuenta su topología interna formada, en este caso, por un conjunto de resonadores acoplados entre sí. La técnica de la matriz de acoplamiento busca encontrar el circuito de la figura 2.9(b) que desde un punto de vista de entrada-salida (figura 2.9(a)) proporcione la ganancia de inserción deseada.

En el enfoque entrada-salida de la figura 2.9(a), el filtro se analiza como un bipuerto genérico cuya matriz de parámetros de admitancia,  $[\bar{Y}]_{2 \times 2}$ <sup>9</sup>, se pueda obtener mediante un procedimiento de síntesis polinómica similar al desarrollado en la sección 2.2.

En el enfoque basado en la descripción interna (o completa) del circuito, se supone una estructura genérica de un circuito de orden  $N$  como el del la figura 2.9(b). En este circuito cada resonador  $i$ -ésimo se modela con los elementos  $L_i$  y  $C_i$  y los acoplamientos de cualquier naturaleza entre los resonadores se representan circuitalmente mediante el

---

<sup>9</sup>De dimensión  $2 \times 2$

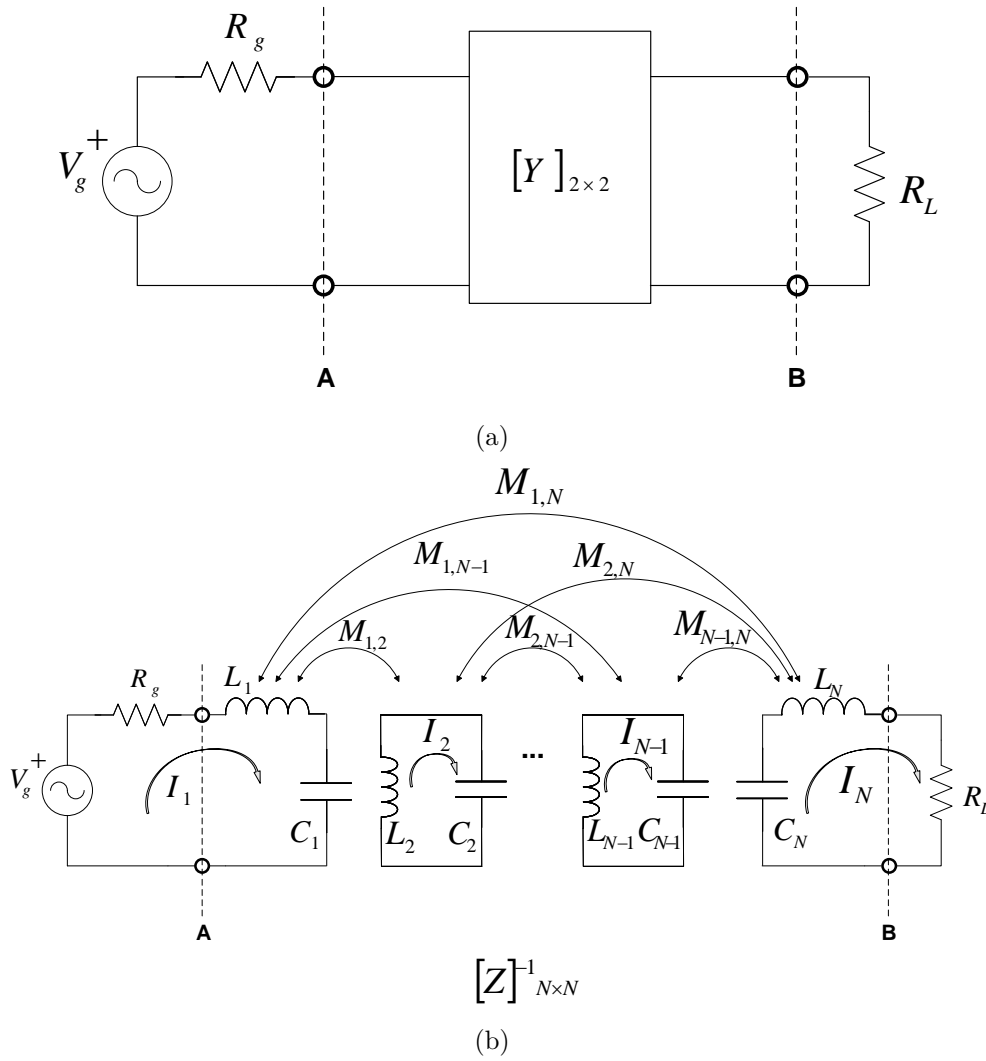


Figura 2.9: Modelo circuital genérico de filtros de resonadores acoplados. (a) Enfoque como bipuerto. (b) Enfoque basado en elementos  $L_i C_i$  y acoplamientos genéricos  $M_{ij}$ .

término  $M_{i,j}$ . El circuito se formula ahora en función de todas las corrientes de malla, dando lugar a una matriz de impedancias de malla<sup>10</sup>  $[\bar{Z}]_{N \times N}$ .

Por último, el proceso de síntesis de la matriz de acoplamiento concluye relacionando la matriz de parámetros de admitancia  $[\bar{Y}]_{2 \times 2}$ , procedente del análisis como bipuerto, con algunos de los elementos de la inversa de la matriz de impedancias de malla  $[\bar{Z}]_{N \times N}^{-1}$ , resultante del análisis de mallas. Mediante esta asociación se logra que la matriz de acoplamiento obtenida proporcione una respuesta en frecuencia idéntica a la función de aproximación seleccionada durante el procedimiento de síntesis polinómica para satisfacer las especificaciones del filtro.

El análisis de los dos enfoques propuestos en la figura 2.9 y la relación entre las matrices resultantes de ambos, supone un procedimiento que no es trivial y que se

<sup>10</sup>De dimensión  $N \times N$ .

basa en solventar una cantidad importante de pasos. Para facilitar la comprensión del procedimiento de síntesis de la matriz de acoplamiento, a continuación se enumeran los principales pasos en los que se basa y que serán desarrollados en los subapartados siguientes:

1. Análisis del circuito de la figura 2.9(a): permite sintetizar la matriz de parámetros de admitancia  $[\bar{Y}]_{2 \times 2}$  del bipuerto. Para esto hay que:
  - a) Calcular la función de Chebyshev generalizada como función racional.
  - b) Obtener el numerador y denominador de los parámetros S del bipuerto. Este paso se basa en expresar la ganancia de inserción en términos de la función de Chebyshev generalizada calculada en el paso anterior y considerar al bipuerto como pasivo, sin pérdidas y realizable.
  - c) Calcular los parámetros de admitancia del bipuerto a partir del numerador y denominador de los parámetros S. Los parámetros de admitancia obtenidos comparten todos el mismo denominador,  $Y_d(\bar{s})$ , y se pueden descomponer como suma de fracciones simples.
2. Análisis del circuito de la figura 2.9(b): permite obtener la matriz de impedancias de malla del circuito,  $[\bar{Z}]_{N \times N}$ . Este análisis se basa en los siguientes pasos:
  - a) Análisis de mallas.
  - b) Normalización de elementos y aproximación de banda estrecha.
  - c) Descomposición de la matriz de impedancias de malla como suma de matrices.
3. Relación de las matrices  $[\bar{Y}]_{2 \times 2}$  y  $[\bar{Z}]_{N \times N}$  procedentes de los dos pasos anteriores. Este último paso se descompone a su vez en:
  - a) Calcular los parámetros de admitancia del circuito de resonadores acoplados a partir de la matriz de impedancias de malla, aplicando las condiciones de circuito apropiadas. Esto permite identificar los parámetros de admitancia del bipuerto con determinados elementos de la matriz  $[\bar{Z}]_{N \times N}^{-1}$ .
  - b) Aplicando algunas propiedades que debe satisfacer la matriz de acoplamiento y haciendo uso de algunas expresiones algebraicas, los parámetros de admitancia calculados en el paso anterior se pueden expresar como suma de fracciones simples.
  - c) Igualando los parámetros de admitancia obtenidos a partir de la síntesis polinómica y los calculados a partir del análisis de mallas, se puede establecer que las raíces del denominador común  $Y_d(\bar{s})$  se identifican con los autovalores de la matriz de acoplamiento. Además, los residuos que resultan en la síntesis polinómica permiten construir los vectores  $T_{1k}$  y  $T_{Nk}$  necesarios para la construcción de la matriz de acoplamiento.

Describiremos a continuación, con mayor detalle, cada uno de los tres pasos enumerados.

### 2.3.1.1. Síntesis de la matriz de parámetros de admitancia

En este apartado se presenta el primer paso para sintetizar la matriz de acoplamiento. Como se ha comentado, este primer paso tiene como objetivo obtener a partir de las especificaciones eléctricas de partida la matriz de parámetros de admitancia  $[\bar{Y}]_{2 \times 2}$  que caracterizan al filtro deseado bajo el enfoque del análisis como bipuerto mostrado en la figura 2.9(a). Para esto se lleva a cabo un proceso de síntesis polinómica similar en algunos aspectos al que se ha planteado en el apartado 2.2 para el diseño clásico de filtros.

En el caso del enfoque clásico de la síntesis de filtros todo-polo, como se ha presentado en 2.2.1, la síntesis del prototipo paso-bajo a partir de la impedancia de entrada del bipuerto resulta relativamente sencilla e intuitiva. Partiendo de la función de aproximación para la ganancia de inserción se obtienen los parámetros S del bipuerto en el dominio transformado de Laplace y con los parámetros S se obtiene la impedancia o la admitancia de entrada del prototipo paso-bajo normalizado. Puesto que se trata de filtros que no poseen ceros, la síntesis circuital del prototipo paso-bajo equivalente es muy sencilla si se dispone de la función racional de cualquiera de sus inmitancias de entrada. En efecto, si se desarrolla la inmitancia de entrada mediante divisiones sucesivas se obtiene una forma racional que constituye una respuesta directamente realizable mediante la topología clásica de inductores y condensadores “en escalera” [6].

En el caso de la síntesis mediante la matriz de acoplamiento, la función de aproximación utilizada suele ser más compleja, incluyendo la posibilidad de introducir ceros de transmisión en ubicaciones arbitrarias fuera de la banda de paso. Por este motivo, la obtención de los polinomios que forman la función de transferencia racional del filtro es un proceso algo más complejo, así como los pasos siguientes en el procedimiento de síntesis de la matriz [18, 21, 22].

Aunque la descripción en profundidad de la síntesis polinómica para la matriz de acoplamiento no se recoge en este documento por cuestiones de brevedad, resulta conveniente identificar los distintos pasos intermedios que contiene y discutir los aspectos cualitativos más relevantes de éstos. A continuación se enumeran y se comentan algunos aspectos de los distintos pasos intermedios que permiten obtener la matriz de parámetros de admitancia  $[\bar{Y}]_{2 \times 2}$  del bipuerto a partir de las especificaciones de entrada:

1. Obtención como cociente de polinomios de la función de aproximación de la ganancia de inserción del filtro.
2. Obtención de los numeradores y denominadores de los parámetros S en el dominio transformado de Laplace a partir de la ganancia de inserción anterior.
3. Obtención de los parámetros de admitancia  $[\bar{Y}]_{2 \times 2}$  del bipuerto a partir de los parámetros S anteriores.



En primer lugar, para satisfacer unas especificaciones eléctricas determinadas, se escoge una función de aproximación de tipo Chebyshev generalizada como<sup>11</sup>

$$|S_{21}(\bar{\omega})|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_N^2(\bar{\omega})}, \quad (2.26)$$

donde  $C_N(\bar{\omega})$  representa la función de Chebyshev generalizada que se puede expresar de forma racional como<sup>12</sup>

$$C_N(\bar{\omega}) = K \cdot \frac{F(\bar{\omega})}{P(\bar{\omega})}, \quad (2.27)$$

siendo  $F(\bar{\omega})$  y  $P(\bar{\omega})$  dos polinomios mónicos y  $K$  una constante.

En este caso determinar el polinomio  $P(\bar{\omega})$  es sencillo ya que sus raíces son los ceros de la ganancia de inserción. Esto se puede deducir introduciendo la ecuación (2.27) en la ecuación de la ganancia de inserción (2.26). Sin embargo, calcular el numerador  $F(\bar{\omega})$  de la función de Chebyshev generalizada es bastante más complejo y requiere de un proceso recursivo [21]. De esta forma finalmente resulta posible expresar la ganancia de inserción de la ecuación (2.26) como una función racional en función de estos polinomios  $P(\bar{\omega})$  y  $F(\bar{\omega})$ .

Como se ha comentado en el apartado 2.2, al ser el filtro un sistema lineal e invariante en el tiempo, su función de transferencia en transmisión se puede expresar como una función racional. Además, al ser pasivo y sin pérdidas se cumple la relación de la ecuación (2.2). Esto provoca que los parámetros  $S$  en transmisión y en reflexión se pueden extraer unos de otros. Así, se pueden expresar como cocientes de polinomios compartiendo además el mismo denominador.

Por otro lado, la ecuación (2.6) permite asociar la ganancia de inserción obtenida en el paso anterior con el parámetro  $S_{21}(s)$ . Por tanto, se puede demostrar que los parámetros  $S$  del filtro en el dominio de Laplace se pueden expresar como funciones racionales donde sus numeradores resultan estar asociados a los polinomios  $P(\bar{s})$  y  $F(\bar{s})$ <sup>13</sup>, y donde el denominador común se puede extraer a partir de dichos polinomios aplicando la condición representada mediante la ecuación (2.7) [18]. Por conveniencia, los parámetros  $S$  se suelen expresar como

$$S_{21}(\bar{s}) = \frac{P(\bar{s})/\epsilon}{E(\bar{s})}, \quad (2.28)$$

$$S_{11}(\bar{s}) = \frac{F(\bar{s})/\epsilon_r}{E(\bar{s})}, \quad (2.29)$$

donde  $P(\bar{s})$ , asociado al paso anterior, es un polinomio que se define al decidir la posición de los ceros de la ganancia de inserción y cuyo grado debe ser menor o igual que el orden del filtro,  $\epsilon$  es una constante de normalización relacionada con el nivel de pérdidas de retorno en la banda de paso y  $\epsilon_r$  es una constante de valor unidad si el orden de  $P(\bar{s})$  es menor que el del filtro. El polinomio  $F(\bar{s})$  también resulta del

<sup>11</sup>Por comodidad en la lectura se repite de nuevo la ecuación (2.3) previamente presentada.

<sup>12</sup>También por comodidad se repita también la ecuación previa (2.4).

<sup>13</sup>Estos polinomios se obtienen a partir de los polinomios calculados previamente  $P(\bar{\omega})$  y  $F(\bar{\omega})$ .



paso anterior, tiene un grado igual al orden del filtro y contiene los ceros del coeficiente de reflexión. Por último, el polinomio  $E(\bar{s})$  es el denominador común que se puede calcular a partir de  $P(\bar{s})$  y  $F(\bar{s})$  aplicando la ecuación (2.2). Al aplicar esta igualdad, aparecen diferentes soluciones para el polinomio  $E(\bar{s})$ , de modo que hay que definirlo procurando que sus raíces estén ubicadas en el semiplano izquierdo del plano complejo  $\bar{s}$ , con el fin de garantizar la estabilidad del sistema. Este polinomio tiene un orden igual al del filtro y contiene los polos del coeficiente de transmisión.

Al igual que los parámetros  $S$ , los parámetros de admitancia del bipuerto también se pueden expresar como un cociente de polinomios en el dominio transformado de Laplace. Se puede demostrar que es posible determinar los numeradores y denominadores de los parámetros  $Y$  del bipuerto a partir de los polinomios  $P(\bar{s})$ ,  $F(\bar{s})$  y  $E(\bar{s})$  obtenidos en el paso anterior [21]. Además, en este proceso resulta que todos los parámetros de admitancia del bipuerto comparten el mismo polinomio denominador,  $Y_d(\bar{s})$  [22]. Por tanto, es posible realizar su descomposición en fracciones simples de la forma

$$[\bar{Y}]_{2 \times 2} = \frac{1}{Y_d(\bar{s})} \begin{bmatrix} Y_{11n}(\bar{s}) & Y_{12n}(\bar{s}) \\ Y_{21n}(\bar{s}) & Y_{22n}(\bar{s}) \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{\bar{s} - j\lambda_k} \cdot \begin{bmatrix} R_{11k} & R_{12k} \\ R_{21k} & R_{22k} \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

donde  $K_0$  es una constante real de valor 0 salvo cuando el número de ceros de transmisión es igual al orden del filtro,  $j\lambda_k$  son las raíces del denominador  $Y_d(\bar{s})$  y donde los elementos  $R'_k$  son los numeradores de las fracciones o residuos.

### 2.3.1.2. Obtención de la matriz de acoplamiento mediante análisis de mallas

En este apartado se analiza el modelo circuital presentado en la figura 2.9(b). En esta representación circuital de un filtro de  $N$  resonadores acoplados cada resonador  $i$ -ésimo se modela mediante los elementos  $L_i$  y  $C_i$ , mientras que los acoplamientos entre éstos<sup>14</sup>, independientemente de la naturaleza de los mismos, se representan como  $M_{ij}$ .

Bajo este enfoque, se puede establecer un análisis del circuito nodal o por mallas. En este caso se ha considerado un análisis por mallas obteniéndose la siguiente relación

$$V_g [1, 0, 0, \dots, 0]^t = [Z]_{N \times N} \cdot [I_1, I_2, \dots, I_N]^t, \quad (2.31)$$

donde  $V_g$  es la tensión del generador independiente,  $[Z]_{N \times N}$  representa la matriz de impedancias de malla del circuito de la figura 2.9(b) y donde  $I_i$  representa la corriente en la malla  $i$ -ésima en dicho circuito [18]. A continuación se presenta la forma completa de esta matriz de impedancias

$$[Z]_{N \times N} = \begin{bmatrix} R_g + sL_1 + \frac{1}{sC_1} & -sL_{12} & \dots & -sL_{1N} \\ -sL_{21} & sL_2 + \frac{1}{sC_2} & \dots & -sL_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -sL_{N1} & -sL_{N2} & \dots & R_L + sL_N + \frac{1}{sC_N} \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

<sup>14</sup>Entre un resonador “i” y un resonador “j”.

donde  $L_{ij}$  representa la inductancia mutua entre el resonador “i” y el resonador “j” [19]. Esta inductancia mutua se relaciona con el acoplamiento  $M_{ij}$  de la siguiente forma

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} . \quad (2.33)$$

Por conveniencia, resulta útil efectuar un proceso de normalización sobre la matriz de impedancias de la ecuación (2.32). Por simplicidad, esta normalización se realiza para el caso particular de considerar a todos los resonadores síncronos, esto es, con la misma frecuencia de resonancia ( $L_1 = L_2 = \dots = L_N = L$  ;  $C_1 = C_2 = \dots = C_N = C$ ). Bajo estas condiciones, la normalización se efectúa considerando:

- Un factor de normalización sobre la matriz  $[Z]_{N \times N}$  de  $\frac{1}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}}$ .
- La relación entre el acoplamiento mutuo y la inductancia mutua presentada en la ecuación (2.33).
- La transformación del plano complejo  $s$  al plano complejo normalizado  $\bar{s}$ , con la correspondiente transformación de frecuencias asociada y aproximación de banda estrecha, presentada en el apartado 2.2.2.1.

De este modo, la matriz de impedancias de malla normalizada,  $[\bar{Z}]_{N \times N}$ , del circuito bajo estas condiciones es

$$[\bar{Z}]_{N \times N} = \begin{bmatrix} \frac{R_g}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} + \bar{s} & -j\bar{M}_{12} & \dots & -j\bar{M}_{1N} \\ -j\bar{M}_{21} & \bar{s} & \dots & -j\bar{M}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ -j\bar{M}_{N1} & -j\bar{M}_{N2} & \dots & \frac{R_L}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} + \bar{s} \end{bmatrix} , \quad (2.34)$$

donde  $\bar{M}_{ij}$  son los acoplamientos normalizados existentes entre los resonadores, que se pueden calcular a partir de los valores de acoplamientos  $M_{ij}$  como

$$\bar{M}_{ij} = \frac{M_{ij}}{\text{FBW}} . \quad (2.35)$$

Por último, si se realiza un análisis similar en el caso general de resonadores asíncronos, el resultado que se obtiene es el mismo pero con un término adicional en la matriz diagonal denominado autoacoplamientos,  $\bar{M}_{ii}$ . Estos nuevos elementos únicamente aportan la información de asincronía de cada uno de los resonadores [18].

Considerando la ecuación (2.34), la matriz de impedancias normalizada resultante del análisis de mallas se puede expresar como una suma de matrices de la forma

$$[\bar{Z}]_{N \times N} = [\bar{Q}_{ext}] + \bar{s}[U] - j[\bar{M}] , \quad (2.36)$$

donde cada una de las matrices de la expresión posee un significado propio [19]:

- $[\bar{M}]$  es la matriz conocida como matriz de acoplamiento. Los elementos  $\bar{M}_{i,j}$  que no pertenecen a la diagonal son la suma aritmética de los acoplamientos eléctricos y magnéticos normalizados entre el resonador “i” y el resonador “j”.

Los elementos  $\bar{M}_{i,i}$  de la diagonal o autoacoplamientos son cero para resonadores síncronos que resuenan a la frecuencia central de la banda de paso del filtro, y son proporcionales a la desviación de la frecuencia de resonancia respecto a la frecuencia central de la banda de paso del filtro, para aquellos resonadores que sean asíncronos. Los elementos  $\bar{M}_{i-1,i}$  y  $\bar{M}_{i,i+1}$  representan acoplos entre resonadores vecinos y se suelen denominar acoplos principales o acoplos adyacentes. Por contraposición, el resto de los acoplamientos suelen denominarse acoplamientos cruzados.

- $[U]$  es la matriz identidad.
- $[\bar{Q}_{ext}]$  Es la matriz de factores de calidad externos normalizados, definida así a conveniencia teniendo en cuenta la definición de factor de calidad externo,  $\bar{Q}_{ext}$ , [19]:

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{exti}} , \quad (2.37)$$

y su correspondiente valor normalizado,  $\bar{Q}_{exti}$ , como

$$\frac{1}{\bar{Q}_{exti}} = \frac{1}{Q_{exti} \text{FBW}} , \quad (2.38)$$

Esta matriz posee todos sus elementos igual a cero salvo los elementos que incorporan los factores de calidad externos del primer y último resonador,  $\bar{Q}_{1,1} = \frac{1}{Q_{ext,g}}$  y  $\bar{Q}_{N,N} = \frac{1}{Q_{ext,L}}$ , siendo  $N$  el orden del filtro. Si existe algún otro resonador acoplado al generador o a la carga, el elemento correspondiente de la diagonal de esta matriz contendría el factor de calidad externo correspondiente.

### 2.3.1.3. Síntesis de los elementos de la matriz de acoplamiento utilizando la relación entre $[\bar{Y}]_{2 \times 2}$ y $[\bar{Z}]_{N \times N}^{-1}$

Como se ha comentado en la introducción de esta sección, el último paso en la síntesis de la matriz de acoplamiento consiste en relacionar la matriz de parámetros de admitancia con la matriz de impedancias de malla. Por tanto, se termina relacionando la matriz de parámetros de admitancia con la matriz de acoplamiento. De esta forma se demuestra que las raíces de  $Y_d(\bar{s})$  son los autovalores de la matriz de acoplamiento y que los residuos  $R'_k$  se pueden usar para construir la matriz en la forma que se describe en este apartado.

Para establecer esta relación, en primer lugar hay que expresar los parámetros de admitancia del circuito de la figura 2.9(a) mediante la matriz de impedancias de malla calculada en el paso anterior. Tras el proceso de normalización y al despejar las corrientes de malla de la ecuación (2.31) queda

$$[I_1, I_2, \dots, I_N]^t = [\bar{Z}]_{N \times N}^{-1} \cdot V_g [1, 0, \dots, 0]^t , \quad (2.39)$$



donde  $\left[\bar{Z}\right]_{N \times N}^{-1}$  es la inversa de la matriz descompuesta como suma de matrices en la ecuación (2.36).

A partir de la ecuación (2.39) se pueden obtener los parámetros de admitancia del bipuerto. Para esto se aplica la definición de parámetro de admitancia con la condición de cortocircuito en el puerto correspondiente. Esto provoca para este caso particular que la matriz de factores de calidad,  $\bar{Q}_{ext}$ , no influya en este proceso y que se pueda identificar a cada parámetro de admitancia con determinados elementos de la matriz  $\left[\bar{Z}\right]_{N \times N}^{-1}$ . En concreto,  $Y_{21}(\bar{s})$  es el primer elemento de la última fila de la inversa de  $\left[\bar{Z}\right]_{N \times N}$  e  $Y_{22}(\bar{s})$  es el último elemento de la última fila

$$Y_{21}(\bar{s}) = \left. \frac{I_N}{V_1} \right|_{V_N=0} = \left[\bar{Z}\right]_{N \times N}^{-1}(N, 1) = \left[-j\bar{M} - \bar{s}U\right]_{N1}^{-1}, \quad (2.40)$$

$$Y_{22}(\bar{s}) = \left. \frac{I_N}{V_N} \right|_{V_1=0} = \left[\bar{Z}\right]_{N \times N}^{-1}(N, N) = \left[-j\bar{M} - \bar{s}U\right]_{NN}^{-1}, \quad (2.41)$$

donde se considera que  $\bar{s} = j\bar{\omega}$  [18].

La matriz  $\left[\bar{M}\right]_{N \times N}$  debe ser una matriz real y simétrica respecto a su diagonal principal, teniendo en cuenta que los acoplamientos mutuos que existen entre dos resonadores “i” y “j” son recíprocos:  $M_{i,j} = M_{j,i}$ . Por esto, todos sus autovalores son reales y es posible encontrar una matriz  $\left[\bar{T}\right]_{N \times N}$  cuyas filas (o columnas) sean ortogonales entre sí y que satisfagan la relación

$$-\left[\bar{M}\right] = \left[\bar{T}\right] \cdot \left[\Lambda\right] \cdot \left[\bar{T}\right]^t, \quad (2.42)$$

donde  $\left[\Lambda\right]$  es una matriz diagonal que contiene los autovalores  $\lambda_i$  de  $-\left[\bar{M}\right]$  [18].

Teniendo en cuenta la ecuación anterior, las ecuaciones (2.40) y (2.41) se pueden reescribir de la siguiente forma

$$Y_{22}(\bar{s}) = \left[j\bar{T} \cdot \Lambda \cdot \bar{T}^t - \bar{s}U\right]_{NN}^{-1}, \quad (2.43)$$

$$Y_{21}(\bar{s}) = \left[j\bar{T} \cdot \Lambda \cdot \bar{T}^t - \bar{s}U\right]_{N1}^{-1}. \quad (2.44)$$

Por otro lado, a partir del álgebra matricial, se satisface la siguiente solución general [18]:

$$\left[j\bar{T} \cdot \Lambda \cdot \bar{T}^t - \bar{s}U\right]_{ij}^{-1} = - \sum_{k=1}^N \frac{T_{ik}T_{jk}}{\bar{s} - j\lambda_k}, \text{ para } i, j = 1, 2, \dots, N. \quad (2.45)$$

Si se introduce la ecuación anterior en las ecuaciones (2.43) y (2.44), se puede obtener que

$$Y_{21}(s) = - \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}T_{1k}}{\bar{s} - j\lambda_k}, \quad (2.46)$$

$$Y_{22}(s) = - \sum_{k=1}^N \frac{T_{Nk}^2}{\bar{s} - j\lambda_k}. \quad (2.47)$$

Al comparar las ecuaciones (2.46) y (2.47) de los parámetros  $Y$  del bipuerto en función de expresiones derivadas del análisis circuital correspondiente a la estructura multirresonadora de la figura 2.9(b) con la ecuación (2.30) donde dichos parámetros  $Y$  se calculan en función de expresiones cerradas derivadas a partir de la síntesis polinómica, se pueden obtener dos conclusiones fundamentales para la síntesis de la matriz de acoplamiento:

- Los autovalores  $\lambda_i$  de la matriz  $-\left[\bar{M}\right]$  son las raíces del polinomio denominador común de todos los parámetros  $Y$  del bipuerto,  $Y_d(\bar{s})$ .
- Los vectores  $T_{1k}$  y  $T_{Nk}$  se pueden obtener a partir los residuos  $R'_k$ , procedentes de la ecuación (2.30).

El último paso para sintetizar la matriz de acoplamiento es construir la matriz  $[\bar{T}]$ . A partir de los vectores  $T_{1k}$  y  $T_{Nk}$  se puede construir esta matriz aplicando un procedimiento como Gram-Schmitt de ortonormalización [18].

De esta forma, a partir de las especificaciones eléctricas iniciales se puede calcular la matriz de acoplamiento normalizada,  $[\bar{M}]$ , cuyos elementos si se desnormalizan aplicando la ecuación (2.35) representan los acoplamientos mutuos que físicamente existen en el problema original del filtro de resonadores acoplados.

### 2.3.2. Matriz de acoplamiento: tipos, transformaciones y topologías

En este apartado se comentan las distintas formas que puede presentar el problema de un filtro de múltiples resonadores acoplados mediante la técnica de la matriz de acoplamiento, las transformaciones matemáticas que se pueden realizar sobre la matriz en busca de la configuración más apropiada en cada caso particular de aplicación y distintas topologías clásicas que se usan habitualmente en la bibliografía.

#### 2.3.2.1. Tipos de matriz de acoplamiento

La forma más habitual de caracterizar un filtro de resonadores acoplados mediante la matriz de acoplamiento es emplear la matriz  $[\bar{M}]_{N \times N}$  de dimensión  $N \times N$  sintetizada en el paso anterior junto con los factores de calidad externo,  $\bar{Q}_{ext}$ , que determinan la relación del primer y último resonador con las entradas al filtro desde las cargas externas. En la figura 2.10(a) se muestra un ejemplo de caracterización de un filtro de 4 resonadores mediante este tipo de matriz de acoplamiento. Este formato se puede usar siempre que el número de ceros de transmisión introducidos en la respuesta en frecuencia sea menor o igual que  $N - 2$ , donde  $N$  es el orden del filtro [18].

En la bibliografía también se utiliza otro formato para presentar la técnica de la matriz de acoplamiento. Se trata de caracterizar al filtro mediante una matriz



	1	2	3	4
1	$\bar{M}_{11}$	$\bar{M}_{12}$	$\bar{M}_{13}$	$\bar{M}_{14}$
2	$\bar{M}_{21}$	$\bar{M}_{22}$	$\bar{M}_{23}$	$\bar{M}_{24}$
3	$\bar{M}_{31}$	$\bar{M}_{32}$	$\bar{M}_{33}$	$\bar{M}_{34}$
4	$\bar{M}_{41}$	$\bar{M}_{42}$	$\bar{M}_{43}$	$\bar{M}_{44}$

$$\bar{Q}_{extg}, \bar{Q}_{extL}$$

(a)

	g	1	2	3	4	L
g		$\bar{M}_{g1}$	$\bar{M}_{g2}$	$\bar{M}_{g3}$	$\bar{M}_{g4}$	$\bar{M}_{gL}$
1	$\bar{M}_{1g}$	$\bar{M}_{11}$	$\bar{M}_{12}$	$\bar{M}_{13}$	$\bar{M}_{14}$	$\bar{M}_{1L}$
2	$\bar{M}_{2g}$	$\bar{M}_{21}$	$\bar{M}_{22}$	$\bar{M}_{23}$	$\bar{M}_{24}$	$\bar{M}_{2L}$
3	$\bar{M}_{3g}$	$\bar{M}_{31}$	$\bar{M}_{32}$	$\bar{M}_{33}$	$\bar{M}_{34}$	$\bar{M}_{3L}$
4	$\bar{M}_{4g}$	$\bar{M}_{41}$	$\bar{M}_{42}$	$\bar{M}_{43}$	$\bar{M}_{44}$	$\bar{M}_{4L}$
L	$\bar{M}_{Lg}$	$\bar{M}_{L1}$	$\bar{M}_{L2}$	$\bar{M}_{L3}$	$\bar{M}_{L4}$	

$$\bar{Q}_{extg} = \frac{1}{\bar{M}_{g1}^2}, \quad \bar{Q}_{extL} = \frac{1}{\bar{M}_{4L}^2}$$

(b)

Figura 2.10: Tipos de matrices para caracterizar un filtro de múltiples resonadores acoplados mediante la técnica de la matriz de acoplamiento. (a) Matriz  $N \times N$ . (b) Matriz  $N + 2 \times N + 2$

$[\bar{M}]_{N+2 \times N+2}$ , de dimensión  $N + 2 \times N + 2$ , que resulta de añadir a la matriz  $[\bar{M}]_{N \times N}$  original dos filas y dos columnas. Esta nueva matriz también permite describir cualquier filtro caracterizado mediante una matriz de tipo  $N \times N$ , ya que incluye a la original, como se observa en la figura 2.10(b) [22].

La matriz  $N + 2 \times N + 2$  se construye añadiendo en la matriz  $N \times N$  dos filas y dos columnas asociadas a la fuente y a la carga del filtro. Esto permite caracterizar también la existencia de acoplamientos de la fuente y la carga del filtro con cualquier resonador ( $\bar{M}_{g2}, \bar{M}_{g3}, \dots, \bar{M}_{L3}, \bar{M}_{L2}$ , etc, en la figura 2.10(b)), además de con el primero y con el último respectivamente ( $\bar{M}_{g1}$  y  $\bar{M}_{L4}$  en la figura 2.10(b)). Incluso, este tipo de matrices  $N + 2 \times N + 2$  también permite indicar acoplamientos directos entre fuente y carga ( $\bar{M}_{gL}$  y  $\bar{M}_{Lg}$  en la figura 2.10(b)).

Los acoplamientos  $\bar{M}_{g1}$  y  $\bar{M}_{L4}$  se relacionan con los factores de calidad externos normalizados  $\bar{Q}_{extg}$  y  $\bar{Q}_{extL}$  como se indica en la figura 2.10(b).

La principal aportación de este formato es que permite caracterizar filtros de resonadores acoplados cuyo número de ceros de transmisión sea igual al orden del filtro,  $N$ , como máximo [22].

### 2.3.2.2. Transformaciones de la matriz de acoplamiento y topologías canónicas

El proceso de síntesis de la matriz de acoplamiento definido por el apartado 2.3.1.3 generalmente proporciona una matriz de acoplamiento llena. Teniendo en cuenta que los elementos de la matriz definen acoplamientos físicos entre los diferentes resonadores

del filtro, no todas las matrices poseen una estructura adecuada para su implementación física. De hecho, la estructura de filtro definida por una matriz llena en la que cada resonador del filtro está acoplado con todos los demás es, hasta la fecha, imposible de implementar en las tecnologías de fabricación más habituales. Sin embargo, cualquier matriz de acoplamiento que posea los mismos autovalores y se pueda formar a partir de los mismos residuos de la ecuación (2.30) poseerá la respuesta en frecuencia diseñada [18]. Afortunadamente, es posible alterar matemáticamente la estructura de la matriz respetando ambas condiciones.

Las transformaciones de similitud son operaciones matemáticas que permiten anular determinados elementos de una matriz sin modificar la respuesta en frecuencia del filtro que ésta caracteriza. De esta manera, mediante rotaciones, es posible cambiar la configuración de la matriz. Esta característica es muy importante ya que confiere a esta técnica una gran versatilidad, puesto que según el tipo de implementación física a utilizar, habrá configuraciones de acoplamientos no adyacentes más ventajosas que otras, [21].

Existen algunas configuraciones habitualmente utilizadas, denominadas canónicas, entre las que se encuentran las configuraciones “*transversal*”, “*arrow*”, “*folded*” o “*box-section*” [23]. Un resumen de estas configuraciones se presenta en la figura 2.11 , donde los resonadores se muestran como nodos numerados y los acoplamientos entre ellos son identificados por líneas continuas o discontinuas, dependiendo de si corresponden a acoplamientos adyacentes o cruzados, respectivamente. En la figura 2.12 se presentan estas mismas topologías pero mediante su representación matricial asociada, en este caso en el formato  $N + 2 \times N + 2$ .

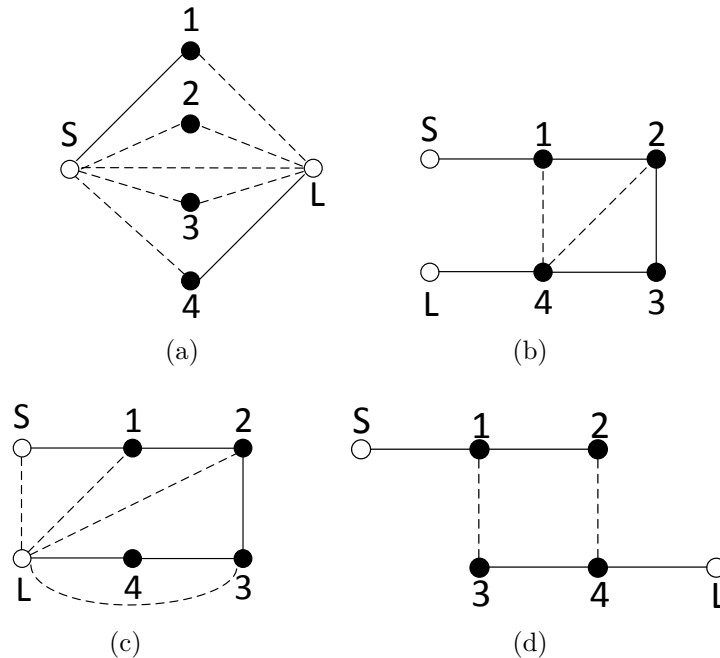


Figura 2.11: Diagrama con algunas formas canónicas de la matriz de acoplamiento. Ejemplo para filtros de orden 4. (a) Configuración “*transversal*”. (b) Configuración “*folded*”. (c) Configuración “*arrow*”. (d) Configuración “*box-section*”.



	g	1	2	3	4	L
g		$\overline{M}_{g1}$	$\overline{M}_{g2}$	$\overline{M}_{g3}$	$\overline{M}_{g4}$	$\overline{M}_{gL}$
1	•	$\overline{M}_{11}$				•
2	•		$\overline{M}_{22}$			•
3	•			$\overline{M}_{33}$		•
4	•				$\overline{M}_{44}$	•
L	•	$\overline{M}_{L1}$	$\overline{M}_{L2}$	$\overline{M}_{L3}$	$\overline{M}_{L4}$	

(a)

	g	1	2	3	4	L
g		$\overline{M}_{g1}$				
1	•	$\overline{M}_{11}$	$\overline{M}_{12}$		$\overline{M}_{14}$	
2		•	$\overline{M}_{22}$	$\overline{M}_{23}$	$\overline{M}_{24}$	
3			•	$\overline{M}_{33}$	$\overline{M}_{34}$	
4		•	•	•	$\overline{M}_{44}$	$\overline{M}_{4L}$
L					•	

(b)

	g	1	2	3	4	L
g		$\overline{M}_{g1}$				$\overline{M}_{gL}$
1	•	$\overline{M}_{11}$	$\overline{M}_{12}$			$\overline{M}_{1L}$
2		•	$\overline{M}_{22}$	$\overline{M}_{23}$		$\overline{M}_{2L}$
3			•	$\overline{M}_{33}$	$\overline{M}_{34}$	$\overline{M}_{3L}$
4				•	$\overline{M}_{44}$	$\overline{M}_{4L}$
L	•	•	•	•	•	

(c)

	g	1	2	3	4	L
g		$\overline{M}_{g1}$				
1	•	$\overline{M}_{11}$	$\overline{M}_{12}$	$\overline{M}_{13}$		
2		•	$\overline{M}_{22}$		$\overline{M}_{24}$	
3		•		$\overline{M}_{33}$	$\overline{M}_{34}$	
4			•	•	$\overline{M}_{44}$	$\overline{M}_{4L}$
L					•	

(d)

Figura 2.12: Matriz de acoplamiento de tipo  $N + 2 \times N + 2$  con algunas formas canónicas de la matriz de acoplamiento. Ejemplo para filtros de orden 4. (a) Configuración “transversal”. (b) Configuración “folded”. (c) Configuración “arrow”. (d) Configuración “box-section”.

En las figuras 2.11(b) y 2.11(c) se presentan las configuraciones “folded” y “arrow”, que son las formas canónicas más extendidas. Por último, en la figura 2.11(d) aparece un ejemplo de la configuración “box-section”, que es de especial interés en determinadas aplicaciones como en la realización de filtros duplexores [18].

### 2.3.3. Dimensionamiento de la geometría del prototipo físico

Este es el último paso en el diseño de filtros paso-banda mediante la matriz de acoplamiento. Una vez que se ha seleccionado la configuración más adecuada de la misma, resulta necesario obtener la geometría del filtro a partir de los valores de acoplamiento normalizados de la matriz.

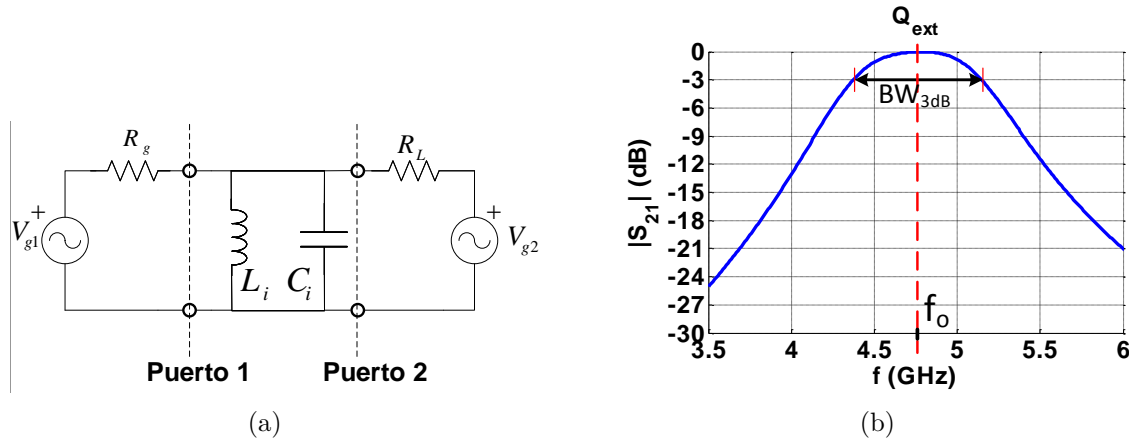


Figura 2.13: Caracterización del factor de calidad externo,  $Q_{ext}$ , de un resonador doblemente cargado. (a) Modelo circuital. (b) Correspondencia con el coeficiente de transmisión del modelo circuital.

En el proceso de diseño de la geometría del filtro se deben dimensionar tres componentes diferentes. Cada uno de los componentes se corresponde con un elemento diferente de la matriz de acoplamiento: los factores de calidad externos, los acoplamientos adyacentes y cruzados y los autoacoplamientos. Cada uno de estos componentes necesita una metodología de diseño específica que se discute en uno de los apartados siguientes.

### 2.3.3.1. Caracterización del factor de calidad externo

La caracterización del factor de calidad externo se puede realizar de dos formas, dependiendo si se considera al resonador simple o doblemente cargado. La condición del resonador simplemente cargado es el caso general. En cambio,  $Q_{ext}$  también se puede obtener a partir de un resonador doblemente cargado si el resonador es simétrico [19]. Este segundo procedimiento es el que se ha utilizado para caracterizar el factor de calidad externo en los filtros diseñados en los capítulos posteriores. Por esta razón, a continuación se introduce brevemente en qué consiste dicho procedimiento.

El modelo circuital de un resonador doblemente cargado se presenta en la figura 2.13(a). Para este circuito se verifica que el factor de calidad externo se puede extraer a partir del módulo del coeficiente de transmisión entre los puertos 1 y 2 de esta figura. En concreto, la relación existente establece que el factor de calidad externo se puede calcular como el doble del ancho de banda de 3 dB del bipuerto de la figura 2.13(a):

$$Q_{ext} = \frac{2f_0}{BW_{3\text{ dB}}} , \quad (2.48)$$

donde  $BW_{3\text{ dB}}$  es el ancho de banda en el que el valor del módulo del parámetro  $S_{21}$  cae 3 dB con respecto a su máximo en la frecuencia de resonancia  $f_0$  [19].

La relación de la ecuación (2.48) se pone de manifiesto en la figura 2.13(b). En ella se presenta un ejemplo del módulo del  $S_{21}$  para un caso de caracterización del factor de calidad externo, donde se muestra una forma típica de este tipo de curvas. En esta

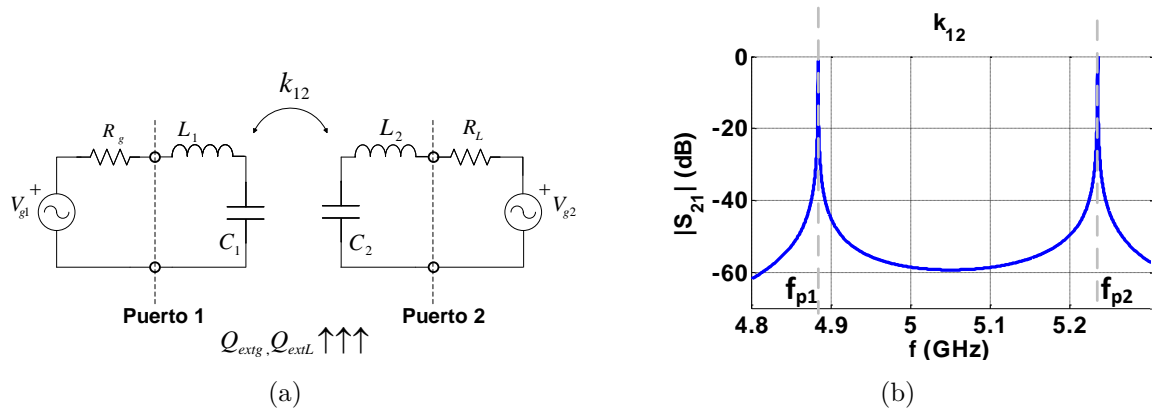


Figura 2.14: Caracterización del acoplamiento físico entre dos resonadores. (a) Modelo circuital genérico (b) Correspondencia con el coeficiente de transmisión del modelo circuital.

figura se ha considerado un resonador con una frecuencia de resonancia  $f_0$  y se indica el ancho de banda de 3 dB sobre la curva del módulo del coeficiente de transmisión.

En la práctica, para calcular el factor de calidad externo se realiza una simulación electromagnética del correspondiente resonador incluyendo las transiciones a las líneas de acceso diseñadas.

### 2.3.3.2. Caracterización de acoplamiento entre resonadores

El procedimiento para caracterizar los acoplamientos entre los resonadores del filtro se basa en la teoría general de resonadores acoplados de microondas [31]. El acoplamiento,  $k_{ij} = M_{ij}$ , que existe entre dos resonadores “i” y “j”, o simplemente también llamado  $k$  de forma genérica, puede ser puramente eléctrico, puramente magnético o mixto y puede tener signo positivo o negativo y se obtiene a partir de los coeficientes de acoplamiento normalizados  $\bar{M}_{ij}$  a través de la ecuación (2.35). El cálculo analítico del acoplamiento entre dos resonadores a partir de sus características físicas es, en la mayoría de los casos, inviable. Por esta razón resulta necesario el uso de herramientas electromagnéticas para caracterizar la relación de acoplamiento entre dos resonadores cualesquiera.

El objetivo final del análisis es conseguir dimensionar los resonadores para obtener el acoplamiento deseado. En la mayoría de los casos, debido a las características físicas de los sistemas de guiado en los que se implementan los resonadores, es necesario recurrir a simuladores electromagnéticos capaces de obtener la variación en frecuencia de los parámetros S del conjunto a partir de las soluciones numéricas de los campos [19].

En general, se puede establecer una relación entre el acoplamiento  $k$  y la respuesta en frecuencia del par de resonadores acoplados, cuya base teórica puede explicarse con ayuda del circuito de la figura 2.14 [19, 32]. En la figura se presenta el modelo  $LC$  de dos resonadores acoplados, cuyo acoplamiento mutuo tiene un valor de  $k_{12}$  y es de cualquier naturaleza.

Para caracterizar el acoplamiento genérico  $k_{12}$  entre ambos resonadores es necesario excitar a ambos de alguna forma. Esto se representa en la figura 2.14(a) mediante los generadores de carga y fuente,  $V_{g1}$  y  $V_{g2}$  con sus respectivas impedancias. No obstante, estas condiciones de carga pueden interferir en la caracterización del acoplamiento entre los resonadores referenciados en los puertos 1 y 2, que es el objetivo original. Para evitar este efecto de carga, idealmente bastaría con considerar factores de calidad externos de valor infinito en ambos puertos. En la práctica la condición que se aplica es que estos factores sean suficientemente altos como para que su efecto sobre la caracterización del acoplamiento sea despreciable, lo que se indica en la figura 2.14(a) como condición adicional del modelo circuital [19].

El módulo del coeficiente de transmisión,  $|S_{21}|$ , del circuito de la figura 2.14(a) tiene una forma como la que se muestra en la figura 2.14(b). Como se puede observar, el módulo del  $S_{21}$  tiene dos frecuencias,  $f_{p1}$  y  $f_{p2}$ , que aparecen en la respuesta en frecuencia del conjunto. Estas frecuencias de resonancia son las denominadas frecuencias características del  $|S_{21}|$  correspondiente al par de resonadores acoplados.

Analizando el circuito de la figura 2.14(a) es posible demostrar que el acoplamiento  $k_{12}$  puede calcularse a partir de las frecuencias anteriores mediante la expresión

$$k = \pm \frac{1}{2} \left( \frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left( \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left( \frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2}, \quad (2.49)$$

donde  $f_{01}$  y  $f_{02}$  se corresponden con las frecuencias de resonancia de cada resonador aislado o sin acoplar y  $f_{p1}$  y  $f_{p2}$  son las frecuencias características de resonancia que aparecen en el módulo del coeficiente de transmisión [19].

En el caso particular de considerar resonadores síncronos, la expresión anterior se reduce a

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2}. \quad (2.50)$$

Según las ecuaciones (2.49) y (2.50) el acoplamiento calculado a partir del análisis circuital de un par de resonadores acoplados puede tener un signo positivo o negativo, indistintamente. No obstante, para el diseño de filtros lo realmente necesario es determinar el signo relativo del acoplamiento, esto es, determinar qué acoplamientos son de un signo y cuáles son del signo opuesto. El signo relativo se puede extraer a partir de los parámetros S del bipuerto. Por ejemplo, si los coeficientes de transmisión de dos acoplamientos tienen fases opuestas, entonces ambos acoplamientos son de signo contrario. La observación del signo relativo también se puede realizar a partir de movimiento relativo de las frecuencias características del  $|S_{21}|$  [19].

En resumen, en la práctica la caracterización del acoplamiento existente entre dos resonadores se lleva a cabo mediante simuladores electromagnéticos y consiste en simular la estructura geométrica de ambos resonadores acoplados según convenga, excitándolos mediante un factor de calidad externo alto, e identificar las frecuencias características de resonancia que aparecen en el módulo del parámetro  $S_{21}$  simulado. Con estas frecuencias y aplicando la ecuación (2.49) o (2.50), según el caso, se logra obtener el valor de acoplamiento.

### 2.3.3.3. Corrección de la frecuencia de resonancia de los resonadores

En último lugar queda por interpretar los valores de los autoacoplamientos  $\bar{M}_{ii}$ . En la normalización de la matriz de impedancias de malla de la ecuación (2.32) se han supuesto todos los resonadores síncronos. Como resultado de esta suposición los elementos de la diagonal en la matriz de impedancias de malla normalizada, ecuación (2.34), son todos

$$[\bar{Z}]_{N \times N}(i, i) = \bar{s}, \quad (2.51)$$

por lo que los elementos de la diagonal de la matriz de acoplamiento en la ecuación (2.36) son todos cero,  $\bar{M}_{ii} = 0$ .

Si se permite asincronía en los resonadores, la desviación entre la frecuencia de resonancia de cada resonador y la frecuencia central de la banda de paso del filtro se puede modelar manteniendo las capacidades de todos los resonadores idénticas,  $C_i = C_0$ , e incluyendo una variación en la inductancia de cada resonador,  $L_i = L_0 + \Delta L_i$ , donde  $L_0$  y  $C_0$  determinan mediante la expresión habitual la frecuencia de resonancia de un resonador sintonizado a la frecuencia central de la banda de paso del filtro.

En este caso, cuando se normaliza la matriz de impedancias de malla de la ecuación (2.32), la matriz normalizada de la ecuación (2.34) es idéntica a la que se obtiene con todos los resonadores síncronos, salvo en la diagonal. Los elementos de la diagonal ahora son

$$[\bar{Z}]_{N \times N}(i, i) = \bar{s} + \frac{\Delta L_i}{L_0 FBW}. \quad (2.52)$$

Como resultado, en la ecuación (2.36) los elementos de la diagonal de la matriz de acoplamiento ahora son  $\bar{M}_{ii} = -\frac{\Delta L_i}{L_0 FBW}$  y modelan la asincronía del resonador correspondiente [21]. Por tanto, en el proceso de diseño de los filtros, es necesario ajustar las frecuencias de resonancia de los resonadores para sintetizar las asincronías descritas en la diagonal de la matriz de acoplamiento.



# Capítulo 3

## Filtros SIW en PCB

### 3.1. Introducción

En este capítulo se presentan varios prototipos de filtros paso-banda de microondas implementados en guía-ondas integradas en sustrato, tecnología también conocida como SIW (*“Substrate Integrated Waveguide”*). Se trata de filtros paso-banda de resonadores acoplados, como los presentados en el capítulo 2. En este capítulo se propone una estrategia de diseño desarrollada específicamente para la topología de resonadores utilizada. La aplicación de la técnica propuesta se ilustra mediante el diseño e implementación de varios prototipos con características muy variadas. Todos los diseños que se presentan en este capítulo se han realizado a partir de la técnica de la matriz de acoplamiento, haciendo uso de la herramienta Dedale [33].

La combinación de la arquitectura seleccionada de resonadores en tecnología SIW y la técnica de diseño propuesta, presenta una serie de ventajas muy interesantes que se irán discutiendo a lo largo del capítulo. En resumen, ha permitido diseñar una gran variedad de respuestas, utilizando siempre la misma estrategia de diseño y empleando una superficie de PCB que es siempre igual a la de un único resonador. Además, las prestaciones eléctricas obtenidas con este tipo de filtros son similares a las de las propuestas más novedosas aparecidas recientemente en la bibliografía.

El capítulo comienza con esta sección de introducción, en la que se realiza una contextualización del estado del arte y de las tendencias en el ámbito de los filtros SIW. La contextualización abarca desde una breve discusión de los fundamentos básicos de este tipo de filtros hasta las diferentes líneas de diseño que se pueden encontrar en la bibliografía. La sección de introducción también incluye la presentación de los objetivos de este capítulo y su organización.

#### 3.1.1. Contextualización y estado del arte

El diseño de filtros SIW ha supuesto en los últimos años, y constituye en la actualidad, una importante línea de investigación y desarrollo en el contexto del diseño de filtros paso-banda de microondas [34]. Este tipo de filtros son una versión de los filtros tradicionales en guías de onda. De hecho, esta relación ha sido probablemente uno de los factores que ha propiciado el enorme interés de la comunidad científica

por este tipo de filtros. El diseño de filtros de resonadores acoplados en guías de onda es una disciplina con un considerable estado de madurez. Si a esta madurez se unen otros factores importantes a favor de los filtros SIW para determinadas aplicaciones, se puede entender la intensa actividad que se desarrolla actualmente en este campo. Los filtros SIW son fácilmente integrables con otras estructuras planares, permiten reducir el tamaño respecto a los filtros en guía de ondas gracias a mayores valores de la constante dieléctrica del sustrato y son compatibles con técnicas de fabricación de bajo coste. Por lo tanto, suponen una gran oportunidad de aplicar las técnicas de diseño de filtros en guías de onda en situaciones donde existan restricciones de peso, tamaño y coste. Evidentemente, el precio a pagar es una menor capacidad de manejo de potencia, pérdidas mayores y una menor selectividad.

Los filtros SIW se fabrican en tecnología monocapa o multicapa. El sustrato constituye el material dieléctrico que rellena los resonadores y las paredes metálicas laterales de las guías se implementan mediante filas de taladros metalizados o “*via-holes*”.

Este tipo de construcción posibilita que los filtros se puedan fabricar mediante técnicas convencionales de placas multicapa, bien sea en tecnología de circuito impreso (PCB) o en cerámica de baja temperatura (LTCC).

En la figura 3.1 se presenta la geometría de un resonador SIW. En la figura se define la nomenclatura para los parámetros geométricos mediante los que se calculan las frecuencias de resonancia del resonador, que se pueden obtener particularizando las expresiones utilizadas para los resonadores clásicos en guía de onda rectangular. En la figura 3.1(a) se definen las dimensiones de un resonador guía-ondas genérico. Por otra parte, en la figura 3.1(b) se muestra una vista en planta de un resonador SIW, donde se indican los parámetros asociados a la construcción particular de las paredes verticales mediante “*via-holes*”.

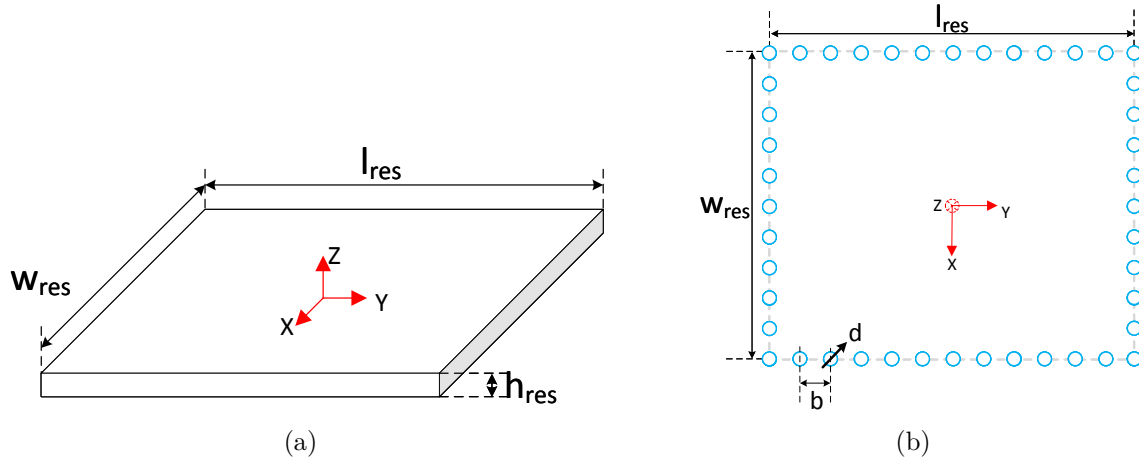


Figura 3.1: Definición de dimensiones de un resonador SIW genérico. (a) Vista 3D sin “*via-holes*” en las paredes metálicas verticales. (b) Vista en planta incluyendo los “*via-holes*” de las paredes laterales verticales.

Los resonadores SIW presentan dos particularidades con respecto a los resonadores en guía rectangular. En primer lugar, la altura  $h_{res}$  del resonador suele ser mucho menor que sus otras dos dimensiones ( $w_{res}$  y  $l_{res}$ ), como se muestra en la figura 3.1(a). Además,



las paredes metálicas del resonador SIW se construyen mediante “*via-holes*”, de la forma mostrada en la figura 3.1(b). Estas características permiten que las frecuencias de resonancia de un resonador SIW,  $f_{mnp}$ , se puedan calcular a partir de las expresiones clásicas de un resonador en guía rectangular aplicando ciertas modificaciones [35]. La aproximación consiste en despreciar la dependencia de la frecuencia de resonancia con la altura del resonador e introducir unos factores de corrección sobre las dimensiones  $w_{res}$  y  $l_{res}$ , debido al efecto de discretización que los “*via-holes*” introducen sobre las paredes metálicas verticales [36]. Teniendo en cuenta estas consideraciones, las frecuencias de resonancia de los modos  $TM_{mn0}$  en un resonador SIW,  $f_{mn0}$ , quedan determinadas por la siguiente expresión

$$f_{mn0} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l_{eff}}\right)^2}, \quad (3.1)$$

donde  $\mu_r$  y  $\epsilon_r$  son la permeabilidad magnética y la constante dieléctrica relativas del material del sustrato, respectivamente. La anchura y la longitud efectiva del resonador SIW son  $w_{eff}$  y  $l_{eff}$  respectivamente. Ambas se calculan a partir de la anchura,  $w_{res}$ , y longitud,  $l_{res}$ , reales de la cavidad,

$$w_{eff} = w_{res} - \frac{d^2}{0,95b}, \quad (3.2)$$

$$l_{eff} = l_{res} - \frac{d^2}{0,95b}, \quad (3.3)$$

siendo  $d$  el diámetro de los “*via-holes*” y  $b$  la distancia entre centros de dos “*via-holes*” adyacentes, como se muestra en la figura 3.1(b). Las dimensiones  $w_{res}$  y  $l_{res}$  se definen entre los centros de los “*via-holes*” que determinan las esquinas correspondientes del paralelepípedo definido.

Los filtros SIW presentan ciertas ventajas frente a otras topologías de implementación de filtros de microondas en tecnologías multicapa, como filtros de líneas acopladas o de parámetros concentrados integrados en sustrato. En general, los filtros SIW proporcionan mayor capacidad de transmisión de potencia, son más robustos frente a tolerancias de fabricación y permiten implementar resonadores con mejores factores de calidad que los filtros de líneas acopladas o de elementos concentrados. En [37] se presenta un análisis de los filtros SIW en cuanto a tolerancias de fabricación, manejo de potencias, derivas con la temperatura, inmunidad frente a la humedad, etc. En dicho análisis se concluye que, si bien todas estas características dependen intrínsecamente del sustrato seleccionado y también de la respuesta en frecuencia del filtro, a igualdad de condiciones los filtros SIW presentan mejores prestaciones que los filtros basados en líneas de transmisión.

Una característica crucial para el diseño es el factor de calidad de los resonadores. En [34] se muestra como el factor de calidad de los resonadores SIW puede ser de hasta un orden de magnitud superior al de los resonadores basados en líneas de transmisión o elementos concentrados. En [34] se cita que en general, mientras que un resonador SIW en banda Ka puede tener un  $Q$  no cargado de 500, el resonador basado en línea “*microstrip*” puede ser del orden de 50 mientras que el de un resonador rectangular

en guía de ondas puede ser del orden de 5000. Por supuesto, esto son solo valores de referencia para ilustrar que en términos de factores de calidad pueden existir grandes diferencias dependiendo del tipo de resonador empleado en los filtros. Los valores concretos dependerán de la frecuencia y del sustrato particular de cada caso, si bien rangos habituales de los factores de calidad para los distintos resonadores pueden ser de en torno a 50, para resonadores concentrados integrados en sustrato, en torno a 100, para resonadores basados en líneas, y entre 200 y 300 para resonadores SIW.

Los filtros SIW presentan otra importante ventaja para el desarrollo de sistemas integrados compactos y de bajo coste. Estos filtros tienen un alta capacidad de integración en plataformas habitualmente conocidas como “SiP” (“*System in Package*”), lo que unido a las características previamente mencionadas de factores de calidad, robustez frente a tolerancias, manejo de potencia, etc, los hacen especialmente útiles en la integración de sistemas [38].

Como se ha mencionado previamente, los filtros SIW se pueden implementar en formatos monocapa o multicapa. Tradicionalmente, los diseños monocapa han supuesto en los últimos años la línea de investigación más extendida. No obstante, es en tecnologías multicapa donde se puede aprovechar al máximo la capacidad de miniaturización de este tipo de filtros, logrando diseños altamente compactos. De hecho, el diseño de filtros SIW multicapa supone una de las líneas de investigación y desarrollo más importantes dentro del ámbito de los filtros SIW [34].

Los primeros diseños de filtros SIW implementaban respuestas en frecuencias básicas todo-polo, donde análogamente a lo que sucede en los filtros convencionales en guía, todos los resonadores se ubican en cascada. Los acoplamientos entre resonadores adyacentes se implementan mediante iris en las paredes metálicas que separan los resonadores. Estos diseños, también conocidos como diseños en línea, se implementan en tecnología SIW creando aperturas en las paredes laterales de los resonadores mediante la separación conveniente entre los “*via-holes*” que constituyen dicha pared. Este tipo de acoplamientos de carácter magnético sólo proporcionan acoplamientos de un signo, con lo que *a priori*, parece una topología poco versátil para la implementación de respuestas en frecuencias arbitrarias.

En los últimos 10 – 15 años, sin embargo, se han desarrollado e implementado una extensa cantidad y variedad de filtros SIW que demuestran la enorme versatilidad que este tipo de filtros poseen realmente. La mayor parte de los diseños presentados se han concentrado en el desarrollo de técnicas para filtros SIW monocapa. No obstante, parte importante de estos análisis también se han extendido a diseños multicapa, que cada vez suscitan más interés.

En general, se pueden identificar varias líneas de investigación claramente diferenciadas. Quizás una de las más importantes es la realización de respuestas en frecuencia con ceros de transmisión. En esta línea se han desarrollado numerosos estudios para implementar acoplamientos cruzados, bien mediante el establecimiento de caminos físicos entre resonadores no adyacentes o bien aprovechando la naturaleza multimodo de los resonadores SIW. Mediante estos acoplamientos cruzados se consigue mejorar la selectividad del filtro o la linealidad de la fase de su respuesta en frecuencia.

Otra línea también muy importante es la miniaturización de diseños ya que permite obtener diseños compactos, que son muy demandados para los sistemas actuales.

En esta línea se exploran diversas opciones, como el uso de modos duales y planos  $H$  de simetría. Por último, otras líneas de investigación destacadas son los diseños de filtros SIW de banda ancha, los diseños multibanda o los filtros electrónicamente reconfigurables [25].

#### 3.1.1.1. Filtros SIW monocapa: ceros de transmisión

En tecnología monocapa es donde mayor número de diseños y tipos de filtros SIW se pueden encontrar en la bibliografía [39, 26, 40, 41]. Una de las áreas que más interés ha suscitado desde los comienzos en la investigación de filtros SIW monocapa es la introducción de ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia. El trabajo en este sentido se ha concentrado en dos líneas diferentes, una basada en el establecimiento de caminos físicos para acoplar resonadores no adyacentes y otra centrada en aprovechar la naturaleza multimodo de los resonadores.

La implementación de acoplamientos cruzados mediante el establecimiento de caminos físicos específicamente dedicados para esto requiere de dos factores: distribuir libremente la ubicación física de los resonadores y poder implementar coeficientes de acoplamiento de ambos signos. Con la combinación de ambos conceptos se podría implementar una amplísima variedad de respuestas pseudo-elípticas.

Tradicionalmente, los acoplamientos entre resonadores SIW monocapa se implementan mediante aperturas de tamaño controlado entre los “*via-holes*” que constituyen las paredes laterales de los resonadores. Este tipo de acoplamiento de carácter magnético proporciona valores de un sólo signo, lo que supone una importante limitación para la introducción de ceros de transmisión. Por esto, en la bibliografía se pueden encontrar diferentes propuestas para implementar acoplamientos del signo contrario en construcciones monocapa. Algunos de estos ejemplos se presentan en [39] y [26], donde además de proponer estructuras de acoplamiento eléctrico, también se distribuye convenientemente la ubicación de los resonadores para implementar la matriz de acoplamiento propuesta. Otro ejemplo donde la distribución física de los resonadores constituye un elemento de diseño que permite implementar acoplamientos cruzados, en este caso todos del mismo signo, se puede encontrar en [40].

La otra estrategia para introducir ceros de transmisión en la respuesta en frecuencia de filtros SIW monocapa se fundamenta en el uso de resonadores multimodo. Un ejemplo de este tipo de técnica se presenta en [42], donde se diseñan las dimensiones de los resonadores para crear un filtro de orden seis mediante cuatro cavidades, de modo que en dos de ellas se emplean modos superiores para implementar los ceros de transmisión. Además, en la bibliografía también se pueden encontrar otras realizaciones monocapa muy particulares que mediante estructuras híbridas permiten implementar acoplamientos cruzados. Algunos ejemplos se pueden encontrar en [38], donde los resonadores SIW se mezclan con resonadores de líneas de transmisión para implementar la matriz de acoplamiento deseada, o en [43], donde se usan los resonadores SIW combinados con resonadores en línea coplanar (CPW), implementados en sus tapas metálicas inferior y superior, para lograr el mismo fin.

### 3.1.1.2. Filtros SIW monocapa: miniaturización

La miniaturización de los filtros SIW, en general, constituye otra de las principales líneas de investigación, especialmente en el caso de construcciones monocapa. En la bibliografía se presentan diferentes técnicas cuyo objetivo es reducir el tamaño final del filtro SIW. Esto es particularmente relevante en el caso de diseños centrados en frecuencias que van desde pocos GHz hasta el entorno de los 15 – 20 GHz, donde el tamaño de un resonador SIW convencional resulta relativamente grande. A continuación se comentan brevemente algunas de estas estrategias de diseño.

Una forma habitual de reducir el tamaño final de un filtro basado en resonadores SIW monocapa se basa en modificar las tapas metálicas superior e inferior de los resonadores a fin de incrustar de esta manera otras estructuras resonantes. Esta filosofía permite implementar más de un resonador en el tamaño que ocupa uno convencional, con lo que la dimensión final del filtro resulta ser inferior al equivalente basado en resonadores SIW en cascada. Un ejemplo de este tipo de realizaciones se presenta en [43], como ya se ha comentado. En este caso, en el tamaño de una cavidad SIW se implementan tres resonadores: el resonador SIW y dos de tipo CPW. Otros ejemplos más prolíficos en la bibliografía son los denominados filtros SIW con DGS (“*Defected Ground Structure*”) o los filtros SIW con CSRR (“*Complementary Split-Ring Resonator*”). En el caso de los filtros SIW con DGS, la geometría que pueden presentar las formas impresas en las tapas metálicas pueden ser muy variadas. Algunos ejemplos se presentan en [44] y en [45]. En el caso de los filtros SIW con CSRR, el tipo de geometría que se diseña como resonador adicional siempre es una estructura en anillo que no está cerrada [41].

Los filtros “*Half-Mode SIW*” (HMSIW) y los “*Quarter-Mode SIW*” (QMSIW) constituyen una importante línea de investigación en el ámbito de la miniaturización de filtros SIW monocapa. Ambas técnicas consisten en modificar la geometría de un resonador SIW convencional aprovechando algunos de los planos de simetría que presenta. En los filtros HMSIW el resonador SIW cuadrado convencional queda reducido a la mitad, dado que se elimina una de las paredes metálicas laterales y otras dos se reducen a la mitad de longitud. Esta modificación de la geometría implementa aproximadamente una condición de abierto en el plano de simetría que divide al resonador cuadrado en dos mitades. Esto, dada la relación de aspecto de los filtros SIW equivale aproximadamente a aplicar una pared magnética en dicho plano de simetría, permitiendo en la mitad de área la existencia de frecuencias de resonancia ( $f_{mn0}$ ) donde  $m$  sólo puede ser un número impar [46]. Esta técnica en ocasiones también se aplica en combinación con otras estrategias de reducción de tamaño, como en [47], [48] y [49]. Por último, los filtros QMSIW son una extensión de los HMSIW, dado que se basan en el mismo principio de diseño, aunque aplicándolo sobre dos planos de simetría al mismo tiempo, logrando así una reducción del área que duplica a la de los HMSIW [45].

Otra técnica de reducción de tamaño empleada en filtros monocapa es utilizar más de un modo resonante en algunas o en todas las cavidades. Esto permite aumentar el orden del filtro empleando un menor número de cavidades que en el caso convencional. Algunos ejemplos que aplican esta estrategia de diseño se presentan en [42], [50] y [51].

Por último, otras realizaciones que permiten miniaturizar los filtros SIW monocapa

son los denominados diseños “*Ridge SIW*” (RSIW) y los “*Slow-Wave*” SIW. En ambos casos los diseños no son exactamente monocapa ya que requieren de dos niveles de sustrato. No obstante, se pueden prototipar uniendo dos construcciones monocapa. En ambas propuestas, la reducción de tamaño se fundamenta en reducir la frecuencia de resonancia del resonador SIW, manteniendo su área. Para esto se construyen “*via-holes*” conectados a uno sólo de los planos metálicos horizontales del resonador SIW, ocupando un porcentaje elevado de su área, provocando el efecto deseado [48], [52].

### 3.1.1.3. Filtros SIW monocapa: diseños de banda ancha

Los filtros de banda ancha constituyen otra línea relevante de trabajo en el ámbito de los filtros SIW monocapa. Este tipo de filtros son muy útiles en los sistemas de comunicaciones actuales para dar cobertura a múltiples canales adyacentes, soportando así tasas de datos cada vez mayores. Los valores de acoplamientos entre resonadores que se obtienen mediante las aperturas convencionales en las paredes laterales permiten realizar cómodamente diseños con un ancho de banda fraccional del orden del 10 – 15 % o inferior. Esto supone una limitación importante para implementar filtros de banda ancha.

En la bibliografía se pueden encontrar ciertas realizaciones particulares que logran entre un 30 % y un 40 % de ancho de banda fraccional, valores considerados como estado del arte en este tipo de estructuras. En [40] se presenta un diseño que proporciona un ancho de banda del 28 %, mediante una distribución particular de los resonadores en forma de “*zig-zag*” que permite un valor elevado para los acoplamientos adyacentes. Por su parte, en [50] se muestra un diseño con un 42 % de ancho de banda fraccional, basado en implementar resonadores multimodo mediante ranuras o “*slots*” en forma de “U” en sus tapas metálicas. Además, también se puede encontrar algún caso especial donde usando estructuras periódicas se logra un ancho de banda del orden del 60 %, como en [53]. No obstante, y como se comenta en [50], este tipo de diseños son difíciles de diseñar y de fabricar.

### 3.1.1.4. Filtros SIW multicapa

Las tecnologías de fabricación multicapa como LTCC o PCB proporcionan una alta capacidad de integración y su uso está cada vez más extendido en el desarrollo de plataformas para los sistemas de comunicaciones actuales. Si bien la fabricación monocapa posee un coste muy inferior al de la fabricación multicapa, su uso en el ámbito de los sistemas integrados o “*System in Package*” supone un desaprovechamiento de la capacidad de integración de las técnicas de fabricación multicapa. En este contexto cobra un especial interés el diseño de filtros SIW multicapa, con los que poder optimizar la capacidad de miniaturización que la propia plataforma de fabricación proporciona de forma natural [38], [34].

En los filtros SIW multicapa se pueden plantear acoplamientos entre resonadores que se ubican en la misma capa o en capas adyacentes. En el primero de los casos los acoplamientos se implementan como en los diseños monocapas: mediante aperturas en las paredes laterales entre resonadores contiguos horizontalmente. En el caso de los resonadores contiguos verticalmente, el acoplamiento se puede implementar mediante

ranuras o “*slots*” creados en la tapa metálica común a ambos resonadores. Mediante este tipo de estructuras se pueden implementar acoplamientos eléctricos y magnéticos, dependiendo de las dimensiones y de la ubicación de la ranura dentro de la cavidad resonante [8].

Obviamente, parece factible realizar una respuesta en frecuencia todo-polo mediante un filtro SIW multicapa donde se optimice el área utilizada. Apilando verticalmente todos los resonadores e implementando los acoplamientos adyacentes necesarios mediante ranuras entre los resonadores verticalmente contiguos, se puede lograr reducir el tamaño del filtro con respecto al clásico diseño monocapa de resonadores en cascada por un factor igual a su orden [54]. No obstante, de forma análoga a lo que ocurre en los filtros SIW monocapa, en multicapa también se pueden implementar respuestas pseudo-elípticas con ceros de transmisión, así como aplicar otras técnicas para aumentar todavía más la capacidad de miniaturización de los filtros.

La técnica más empleada para la implementación de filtros multicapa con ceros de transmisión en su respuesta es el establecimiento físico de acoplamientos cruzados entre resonadores. En el caso de las implementaciones multicapa el empleo de resonadores multimodo no es tan habitual, puesto que la implementación de acoplamientos cruzados es mucho más sencilla que en el caso de los filtros monocapa.

En multicapa la técnica más habitual para introducir ceros de transmisión es acoplar los resonadores combinando tanto acoplamientos verticales como horizontales. La distribución física de los resonadores resulta clave para determinar qué acoplamientos son adyacentes y cuáles son cruzados. En la mayoría de los casos los filtros suelen ocupar un área al menos igual a la de dos resonadores, de modo que éstos se distribuyen vertical y horizontalmente para implementar la matriz de acoplamiento deseada. Ejemplos de este tipo de estrategias se presentan en [55] y en [56], donde además se emplean cavidades hexagonales en lugar de las cuadradas convencionales.

En la bibliografía también existen algunos ejemplos multicapa con ceros de transmisión donde todos los resonadores del filtro están apilados verticalmente, minimizando aún más el área ocupada por el filtro. En [8], donde todos los resonadores están apilados verticalmente, el acoplamiento cruzado se implementa mediante una estructura externa adicional, que si bien reduce el área final del filtro con respecto a la estrategia más común, continúa provocando un área superior a la de una única cavidad resonante. Por otro lado, en [57] se diseña un filtro SIW multicapa también con todos los resonadores apilados verticalmente que proporciona una respuesta con ceros de transmisión. En este ejemplo, el área que ocupa el filtro sí es exactamente la de un único resonador. No obstante, este caso supone un uso particular ya que los acoplamientos cruzados se logran mediante cavidades circulares multimodo.

La reducción de tamaño del filtro es una línea de actividad importante también en el ámbito de los filtros multicapa. En este caso, las técnicas que se emplean se fundamentan principalmente en realizar plegamientos verticales de la cavidad resonante, diseños denominados como “*folded*”. En la bibliografía se presentan diseños con plegamientos verticales simples, dobles y cuádruples, reduciendo el área superficial ocupada por el resonador por un factor de 2, 4 y 8 respectivamente. Un ejemplo de diseño con doble plegamiento se muestra en [58], mientras que en [59] y en [60] se presentan dos casos de cuádruple plegamiento vertical mediante diferentes geometrías.



Además de los plegamientos verticales, existen otras realizaciones particulares que permiten reducir el área final del filtro. Por ejemplo, en [61] se implementa una respuesta en frecuencia con 3 polos y 2 ceros de transmisión usando solamente el área ocupada por dos cavidades resonantes. Por otro lado, también se pueden encontrar otros diseños donde se logra introducir ceros de transmisión adicionales mediante acoplamientos entre carga y fuente sin que esto implique un aumento del área del filtro [62].

### 3.1.1.5. Filtros SIW: otras líneas de investigación

Los filtros multibanda constituyen otra línea de investigación relevante en el ámbito de los filtros SIW. Habitualmente este tipo de filtros constan de dos bandas de paso diferentes y se pueden diseñar en base a varias metodologías. En algunos casos el diseño se basa en establecer como punto de partida un filtro e introducir ceros de transmisión en mitad de la banda de paso. En otros la estrategia consiste en cascadear diferentes etapas denominadas “*triplets*” o “*box-sections*”, como se presenta en [27].

Otra metodología para implementar filtros de doble banda o “*dual-band*” es la de diseñar en paralelo dos filtros eléctricamente independientes entre sí y conectados a las mismas cargas. En algunos casos ambos filtros pueden incluso compartir la misma estructura física [41].

Por último, otra forma de diseñar este tipo de filtros es aprovechar la naturaleza multimodo de los resonadores. Si los acoplamientos entre resonadores se realizan con cuidado, es posible diseñar filtros paso banda para distintas frecuencias de resonancia,  $f_{mn0}$ , como se presenta en [35] y en [59]. En el caso de [35], lo más representativo es que demuestra que se pueden utilizar varias ranuras para acoplar verticalmente dos cavidades, con el objetivo de que cada uno afecte de distinta forma a diferentes modos del resonador. Además, este tipo de filtros multibanda también pueden combinarse con técnicas de miniaturización, como en [59] donde se presenta un diseño SIW multicapa “*dual-band*” mediante resonadores “*folded*” cuádruples.

En la bibliografía, al igual que ocurre en otros tipos de filtros planares, también existen algunos ejemplos de filtros SIW electrónicamente reconfigurables. Algunos de estos ejemplos emplean diodos pin, como sucede en [63] y en [36], mientras que en otros casos se usan dispositivos MEMS, como en [64].

Los resonadores de tipo SIW también permiten diseñar filtros paso-banda diferenciales o balanceados. Aunque este tipo de filtros no es muy abundante en la bibliografía, se pueden encontrar algunos ejemplos como en [65] y [49]. En el ejemplo del filtro SIW multicapa, las cavidades resonantes se diseñan para trabajar con dos modos degenerados y ortogonales, cuyas frecuencias de resonancia son  $f_{210}$  y  $f_{120}$ . Como se muestra, para lograr un alto rechazo al modo común, los acoplamientos entre cavidades se implementan también combinando varias ranuras, con el objetivo de que su ubicación y dimensiones determinan la forma y la intensidad de los acoplamientos de los modos utilizados.

### 3.1.2. Objetivos del capítulo

El objetivo fundamental de este capítulo es presentar varios prototipos de filtros SIW de resonadores apilados verticalmente y acoplados exclusivamente mediante ranuras. Estos filtros se han diseñado aplicando una estrategia desarrollada específicamente en esta Tesis Doctoral para este tipo de estructuras. Mediante esta estrategia se han implementado una amplia variedad de filtros con respuestas en frecuencia de características muy diferentes, empleando siempre la misma geometría de resonadores, el mismo tipo de elementos de acoplamiento y la misma área de integración, independientemente de la topología del filtro. Por cuestiones de brevedad, en el cuerpo de este capítulo sólo se comentan algunos de los prototipos realizados. Estos ejemplos se presentan en detalle para mostrar las principales fortalezas y debilidades de la estrategia desarrollada. En los apéndices correspondientes se describen brevemente el resto de prototipos realizados, destacando los resultados obtenidos en cada caso.

La estrategia se aplica a topologías donde todos los resonadores SIW están apilados verticalmente. Así, el área ocupada por el filtro será como máximo igual al área de un resonador. Además, sólo se usan ranuras como elemento para implementar los acoplamientos entre resonadores. Como ya se ha comentado, este tipo de estructura de acoplamiento permite implementar acoplamientos de distinto signo en función de su ubicación en la cavidad. En el contexto específico de este tipo de estructuras, la estrategia consiste en implementar cada uno de los acoplamientos entre los resonadores mediante la combinación de un conjunto de ranuras. Una de las premisas en las que se basa esta técnica es que el acoplamiento existente entre dos resonadores adyacentes se puede aproximar como la combinación lineal de los acoplamientos producidos por cada una de las ranuras que los acoplan. La técnica de diseño también se basa en que el apilamiento vertical de ranuras superpuestas permite acoplar resonadores no adyacentes, lo que posibilita la implementación de acoplamientos cruzados.

En un caso extremo, la aplicación de esta técnica permite por ejemplo que, partiendo de la estructura de un filtro que está formado por una línea de resonadores adyacentes entre sí, es posible acoplar dos resonadores que no son adyacentes manteniendo desacoplados todos los resonadores que se encuentran físicamente entre ellos. El procedimiento se basa en abrir ranuras que acoplan en cascada todos los resonadores intermedios y posteriormente se implementan ranuras adicionales cuyo acoplamiento cancela aproximadamente los acoplamientos no deseados entre los resonadores intermedios. De esta manera, el efecto neto equivalente es que sólo los resonadores de los extremos están acoplados entre sí.

Esta técnica se ha empleado para implementar varios filtros con respuestas en frecuencia de índole muy diversa. Entre otras, es posible diseñar respuestas todo-polo, pseudo-elípticas con ceros de transmisión simétricos o asimétricos, filtros con anchos de banda porcentuales tanto estrechos como del orden de un 40 %, etc. Todo esto, usando siempre el mismo tipo de estructura de acoplamiento, sin la necesidad de añadir estructuras externas adicionales o plantear realizaciones específicas de complejidad elevada. Además, en todos los casos se aplica siempre el mismo procedimiento de diseño.

Entre los prototipos realizados destaca un filtro con topología “*box-section*”. Este ejemplo es especialmente interesante, puesto que algunos de los acoplamientos entre



resonadores adyacentes debe ser nulo. Con este prototipo se demuestra que la estrategia de diseño consigue establecer acoplamientos cruzados entre resonadores no adyacentes, manteniendo desacoplados los resonadores físicamente ubicados entre los dos resonadores que se desean acoplar. En efecto, aunque los resonadores intermedios están comunicados por ranuras, con la estrategia propuesta es posible cancelar de forma aproximada los acoplamientos correspondientes, diseñando ranuras con valores de acoplamiento similares y de signo contrario.

Además, bajo ciertas condiciones de simetría también es posible reducir aún más el área del filtro. Esto es factible ya que la metodología propuesta se puede combinar con otras técnicas de miniaturización aplicadas habitualmente al diseño de filtros SIW monocapa. Algunos diseños presentados en el apéndice D mostrarán esta posibilidad.

### 3.1.3. Organización del capítulo

Una vez presentado un resumen del estado del arte de los filtros SIW, así como los objetivos del capítulo, en las siguientes secciones se muestran algunos de los prototipos de filtros SIW implementados y la estrategia de diseño aplicada para su realización. Para esto, el resto del capítulo se puede dividir en tres grupos diferentes de secciones.

El primer grupo de secciones se dedica a la discusión de los diferentes elementos físicos que componen los filtros: la placa PCB con su estructura de capas, las estructuras de acceso a los puertos, mediante las que se ajustan los factores de calidad externos, los propios resonadores y las ranuras o “*slots*” con los que se implementan los acoplamientos entre resonadores. En este grupo se incluye también una sección donde se define la nomenclatura y la terminología que se van a emplear para describir tanto los elementos físicos de los filtros como el proceso de diseño propuesto.

El segundo grupo está compuesto por una única sección en la que se presenta la técnica de diseño mediante la que se han realizado todos los prototipos. Además de describir la estrategia de diseño aplicada también se comentan algunas consideraciones relevantes a tener en cuenta.

Por último, el capítulo incluye una serie de secciones dedicadas cada una de ellas a la presentación del diseño, la implementación y la caracterización de un prototipo diferente. En estas secciones se describe en detalle el diseño de algunos de los prototipos desarrollados. Por cuestiones de brevedad, el diseño del resto de prototipos se resume más someramente en los correspondientes apéndices.

En la sección dedicada a la PCB se va a realizar una descripción de la estructura de capas que la componen, así como de la geometría y la ubicación física de los resonadores. Posteriormente se introduce con detalle la nomenclatura y la terminología que se ha desarrollado para poder realizar sin ambigüedades la descripción de los elementos físicos de los filtros y de la técnica de diseño correspondiente.

La siguiente sección está dedicada al estudio de los resonadores, se analizan aspectos como los factores de calidad alcanzables o distintas formas de ajustar su sintonía. Esto último es especialmente relevante en el caso de filtros que contengan resonadores asíncronos. En concreto, se presentarán las opciones de diseño seleccionadas para implementar las asincronías correspondientes que puedan aparecer como autoacoplamientos en la síntesis de la matriz de acoplamiento.

Seguidamente se introducen los elementos de acoplamiento que se van a utilizar: las ranuras rectangulares o “*slots*”. En esta sección se van a discutir los efectos de las dimensiones y de la posición de las ranuras sobre el tipo de acoplamientos que se pueden conseguir y sobre la magnitud y el signo de estos acoplamientos. También se estudiará en este apartado el efecto de las ranuras sobre la sintonía de los resonadores. Dentro de estos elementos de acoplamiento también se propone el uso de ranuras apiladas verticalmente, componiendo una estructura que se definirá como “*chimenea*” y que se utilizará para introducir acoplamientos cruzados. El diseño de estos elementos se realiza en base a unas hipótesis que se utilizan para obtener una primera aproximación a las dimensiones de la estructura. Este prediseño servirá como punto de partida para el proceso de optimización que proporcionará las dimensiones definitivas.

A continuación, se comentan brevemente distintos tipos de estructura de acoplamiento que se encuentran en la bibliografía para la conexión de los puertos de acceso de un filtro SIW con el primer y último resonador que lo componen. En los prototipos presentados en este capítulo se ha usado una estructura alternativa. Dicha estructura también permite implementar una gran variedad de valores de  $Q_{ext}$ . En esta sección se muestra su aspecto físico y se realiza una breve discusión sobre el rango de valores de factor de calidad externo que se pueden obtener con la estructura seleccionada.

Tras esto, ya que se ha discutido el comportamiento de los diferentes elementos que componen el filtro y se han proporcionado criterios y técnicas para su dimensionamiento, se realiza la descripción detallada de la técnica de diseño propuesta, que hace uso de los elementos anteriores. Además, también se analizan algunos aspectos prácticos de especial relevancia en la aplicación de dicha técnica para la implementación de los filtros diseñados.

El capítulo, como ya se ha comentado, termina con la presentación detallada de algunos de los diseños implementados y el análisis en profundidad de los resultados obtenidos. El diseño del resto de prototipos se describe brevemente en los apéndices correspondientes.

## 3.2. Estructura de la PCB multicapa

El “*stack-up*” seleccionado para el diseño y prototipado de los filtros SIW es una construcción multicapa en plástico, cuya estructura aparece en la figura 3.2.

Esta estructura de PCB está completamente basada en el material Nelco 4000-13 SI, cuya constante dieléctrica es  $\epsilon_r = 3,2$  y cuyas pérdidas son  $\tan \delta = 0,008$ . Como se puede observar en la figura 3.2, esta construcción multicapa alterna capas de “*prepreg*” o material de pegado con láminas de sustrato o capas “*core*”. Todas las láminas de sustrato usadas son iguales y tienen una altura o grosor,  $h_{core}$ , de 0,130 mm. Sin embargo, en el caso de los “*prepreg*” se han empleado dos tipos diferenciados por sus grosores. El denominado ‘Prepreg B’, usado para adherir las láminas internas, tiene un grosor o altura,  $h_{prepregB}$ , de 0,130 mm, mientras que el ‘Prepreg A’ externo tiene una altura,  $h_{prepregA}$ , de 0,110 mm, inicialmente. Este último es el valor que se ha considerado para el diseño de los prototipos. No obstante, el “*stack-up*” finalmente fabricado tiene un valor distinto de  $h_{prepregA} = 0,070$  mm. Esta discrepancia se debe a



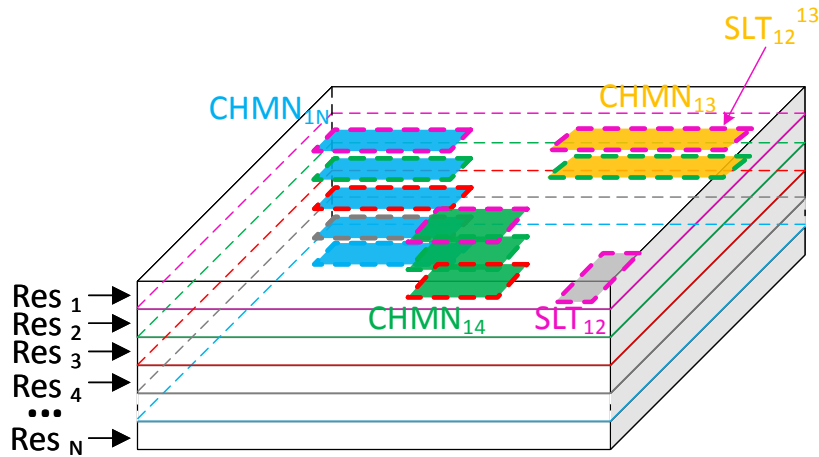


Figura 3.3: Ejemplo de resonadores SIW implementados en una estructura multicapa genérica y acoplados mediante diversas combinaciones de ranuras.

a construir las líneas de acceso al filtro y que no se usarán para implementar los resonadores. Los resonadores se implementan exclusivamente en las capas de sustrato internas, que en la figura aparecen etiquetadas “RES<sub>1</sub>” a “RES<sub>4</sub>”.

### 3.3. Nomenclatura y términos específicos de la técnica de diseño

En este apartado se definen los elementos más relevantes que se emplean en la estrategia de diseño aplicada para la realización de todos los prototipos de filtros SIW que se presentan. La cantidad y asociación de los diversos elementos que constituyen los prototipos finales pueden resultar bastante complejas en algunos de los casos. Para evitar ambigüedades durante la discusión de los diseños resulta necesario aclarar la forma en la que referenciar a cada uno de estos elementos.

La nomenclatura se basa en la estructura de placa que se muestra en la figura 3.3. En ella se aprecia una estructura multicapa genérica con N capas de dieléctrico. En cada capa se supone que se implementa un resonador SIW. Los resonadores se han enumerado RES<sub>i</sub> comenzando por la capa superior, según el convenio propuesto en la sección 3.2. Los resonadores de la estructura se acoplan mediante diversas combinaciones de ranuras abiertas en las capas de metalización que separan cada capa de dieléctrico. Las ranuras se han indicado representando su perímetro mediante líneas discontinuas. En la figura se han omitido las capas superior e inferior de dieléctrico donde se implementarían las estructuras de acceso a los puertos del filtro discutidas en la sección 3.6.

Los diferentes elementos que aparecen en la figura y que necesitan ser identificados sin ambigüedad para la discusión de la técnica de diseño son los siguientes:

**RESONADOR, RES<sub>i</sub>:** Ya se ha discutido en el párrafo anterior el convenio usado para identificar un resonador concreto. Los resonadores se numeran empezando

por la capa superior, de manera que en un filtro con  $N$  resonadores el primero ( $RES_1$ ) se ubica en la capa superior de la placa y el último ( $RES_N$ ) en la inferior<sup>2</sup>.

**RANURA,  $SLT_{i,i+1}$ :** Es una abertura rectangular o cuadrada que acopla dos resonadores adyacentes y que se identifica solamente con una pareja de subíndices cuando no pertenece a ningún elemento de orden superior. La ranura  $SLT_{i,i+1}$  acopla exclusivamente el resonador  $RES_i$  con el resonador  $RES_{i+1}$ , ambos adyacentes. Si la ranura forma parte de algún elemento de orden superior, definido en el siguiente punto como “chimenea”, entonces para identificar la ranura correctamente se le añade un superíndice que referencia a la chimenea a la que pertenece. En la figura 3.3 el elemento indicado como  $SLT_{1,2}$  es un ejemplo de una ranura entre los resonadores  $RES_1$  y  $RES_2$  que no pertenece a ninguna chimenea. En cambio, el elemento indicado como  $SLT_{1,2}^{1,3}$  representa una ranura entre los mismos resonadores pero que pertenece a un elemento de orden superior: una chimenea entre los resonadores  $RES_1$  y  $RES_3$ . Cuando una ranura no pertenece a una chimenea se denomina “ranura particular” de los resonadores  $RES_i$  y  $RES_j$ .

**CHIMENEA,  $CHMN_{i,j}$ :** Se define una chimenea,  $CHMN_{i,j}$ , como una columna o apilamiento vertical de ranuras que comunican el resonador  $RES_i$  con el resonador  $RES_j$ . El objetivo principal de la inclusión de una chimenea en un diseño es acoplar dos resonadores no adyacentes: el resonador  $RES_i$  y el resonador  $RES_j$ . En la figura 3.3 se presentan tres chimeneas diferentes: la chimenea  $CHMN_{1,3}$  en color naranja, la chimenea  $CHMN_{1,4}$  en color verde, y la chimenea  $CHMN_{1,N}$  indicada en color azul. Por ejemplo, en el caso de la chimenea  $CHMN_{1,3}$  se puede apreciar como conecta los resonadores  $RES_1$  y  $RES_3$ , empleando para ello dos ranuras: una ranura entre  $RES_1$  y  $RES_2$  y otra ranura entre  $RES_2$  y  $RES_3$ <sup>3</sup>. La identificación de las ranuras individuales dentro de una chimenea se realiza, como se ha comentado previamente, añadiendo un superíndice a la nomenclatura de la ranura. Este superíndice hace referencia a la chimenea a la que pertenece. Por ejemplo, las ranuras que forman parte de la chimenea  $CHMN_{1,3}$  son las ranuras  $SLT_{1,2}^{1,3}$  y  $SLT_{2,3}^{1,3}$ , que se tratan de la ranura entre los resonadores  $RES_1$  y  $RES_2$  y la ranura entre los resonadores  $RES_2$  y  $RES_3$ , respectivamente. En general, cuando se define una chimenea se pueden identificar las siguientes características:

- *Altura u orden* de una chimenea  $CHMN_{i,j}$ : es el número de resonadores comprendidos entre los resonadores  $RES_i$  y  $RES_j$ , ambos incluidos, que constituyen los extremos de la chimenea.
- *Uniformidad*: indica la heterogeneidad en la forma y en el solapamiento vertical de todas las ranuras que la constituyen. Se dice que una chimenea es uniforme cuando todas las ranuras que la forman tienen exactamente la

<sup>2</sup>Se entiende que en esta discusión, al igual que ocurre en la figura 3.3 se han omitido las dos capas de dieléctrico externas de la placa, donde se implementan las líneas de acceso. En realidad, el primer resonador se implementa en la capa 2 de dieléctrico de la placa y el último en la capa  $N - 1$ .

<sup>3</sup>Perfiladas en trazo discontinuo de colores magenta y verde, respectivamente.



misma forma y la misma ubicación en planta de los resonadores<sup>4</sup>. En caso contrario, la chimenea se dice que no es uniforme. Por ejemplo, todas las chimeneas representadas en la figura 3.3 son uniformes. Sin embargo, en la figura 3.4 se presenta un caso de chimenea no uniforme. En este caso, la chimenea  $CHMN_{1,3}$  indicada está constituida por dos ranuras con forma cuadrada y ubicadas en la misma posición en planta de los resonadores, pero con tamaños distintos. Como se observa en la figura 3.4(a), la ranura  $SLT_{1,2}^{1,3}$  entre los resonadores  $RES_1$  y  $RES_2$ , posee un lado  $L_{12}$  apreciablemente mayor que el lado correspondiente a la ranura abierta entre los resonadores  $RES_2$  y  $RES_3$ ,  $SLT_{2,3}^{1,3}$ . Esto se puede apreciar mejor en la figura 3.4(b) donde se representa una vista de perfil del mismo ejemplo.

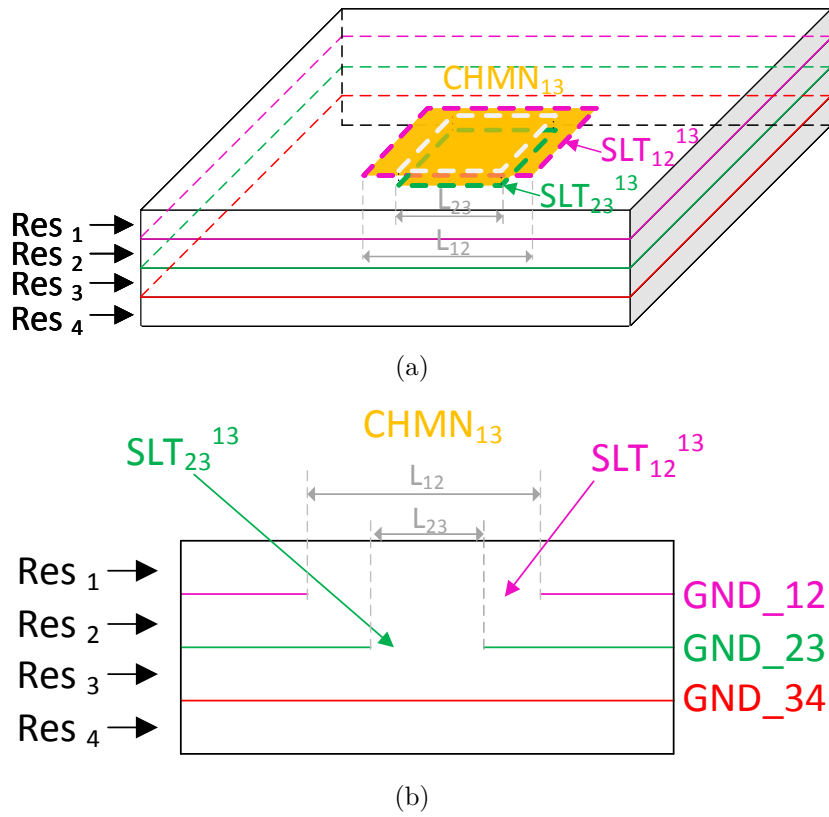


Figura 3.4: Ejemplo de chimenea no uniforme. (a) Vista 3D de una estructura con 4 resonadores y una chimenea no uniforme  $CHMN_{1,3}$ . (b) Perfil de una estructura con 4 resonadores y una chimenea no uniforme  $CHMN_{1,3}$ .

De la forma en que se ha definido, una chimenea es un elemento de los filtros de resonadores SIW apilados que permite implementar acoplamientos cruzados entre los resonadores de sus extremos. No obstante, la inclusión de una chimenea tiene un efecto secundario indeseado, ya que también produce acoplamientos entre todos los resonadores intermedios ubicados entre el resonador  $RES_i$  y el

<sup>4</sup>Esto es, que están perfectamente solapadas verticalmente.

	1	2	3	4	5	6	7	8
1								
2								
3								
4								
5								
6								
7								
8								

Figura 3.5: Matriz de acoplamiento de un filtro con 8 resonadores. Efecto sobre la matriz de acoplamiento de la introducción de una chimenea  $\text{CHMN}_{2,7}$  en la estructura del filtro.

$\text{RES}_j$ . Por ejemplo, la chimenea  $\text{CHMN}_{1,3}$  de la figura 3.3 se utilizaría para introducir el acoplamiento cruzado  $k_{1,3}$ . Sin embargo, la ranura  $\text{SLT}_{1,2}^{1,3}$  introduce un acoplamiento no deseado entre los resonadores  $\text{RES}_1$  y  $\text{RES}_2$  y la  $\text{SLT}_{2,3}^{1,3}$  introduce un acoplamiento no deseado entre los resonadores  $\text{RES}_2$  y  $\text{RES}_3$ . Ambos acoplamientos constituyen una aportación indeseada al elemento  $k_{1,2}$  y al  $k_{2,3}$  respectivamente de la matriz de acoplamiento del filtro. Posteriormente, en la técnica de diseño del filtro se discutirá como se gestionan estas aportaciones. Para mostrar mejor este efecto secundario de las chimeneas, en la figura 3.5 se muestra un ejemplo donde se observa el efecto sobre la matriz de acoplamiento de introducir una chimenea en la estructura de un filtro. En concreto, se muestra la matriz de acoplamiento de un filtro con 8 resonadores. Teniendo en cuenta que la matriz de acoplamiento es simétrica sólo se muestran los elementos ubicados por encima de la diagonal principal y sólo se discute el efecto de la estructura sobre estos elementos. En la estructura del filtro se introduce una chimenea  $\text{CHMN}_{2,7}$ . En la figura se ha marcado en azul el acoplamiento que se pretende implementar con esta estructura,  $k_{2,7}$ . Sin embargo, la introducción de la chimenea produce acoplamientos indeseados entre todos los resonadores intermedios. Por tanto, todos los elementos de la matriz marcados en rojo sufren una alteración no deseada por la inclusión de la chimenea. Por último, hay que destacar que aunque un par de resonadores  $\text{RES}_i$  y  $\text{RES}_j$  pueden formar parte de varias chimeneas distintas, sólo habrá una chimenea donde estos resonadores estén ubicados en sus extremos. Esta chimenea  $\text{CHMN}_{i,j}$  se denominará “chimenea característica” de los resonadores  $\text{RES}_i$  y  $\text{RES}_j$ .

El comportamiento de las chimeneas y su caracterización se tratará con detalle en la sección 3.5.4.



### 3.4. Estudio de los elementos del filtro: Resonadores.

En esta sección se presentan y analizan los resonadores SIW usados en este capítulo. El objetivo de este apartado es estimar el rango de valores que se puede obtener para el factor de calidad de los resonadores y presentar diversas opciones para realizar el ajuste de su sintonía. Esto último es importante ya que controlar la sintonía de los resonadores es un factor clave para implementar cualquier matriz de acoplamiento, especialmente en el caso en el que ésta tenga alguno de los elementos de la diagonal, autoacoplamientos, distintos de cero.

En la figura 3.6(a) se muestran dos resonadores SIW implementados en dos capas adyacentes de sustrato. El resonador ubicado en la capa superior se ha denominado ‘RES A’ y el que se encuentra en la capa inferior se ha denominado ‘RES B’. Para facilitar la interpretación del dibujo, la capa de metalización que separa ambos resonadores se ha trazado en rojo. En esta estructura se ha considerado un eje de coordenadas situado en el centro geométrico de ambas cavidades resonantes y en el plano que éstas comparten. En dicho plano se puede observar también la ubicación de una ranura genérica que provoca el acoplamiento entre ambos resonadores.

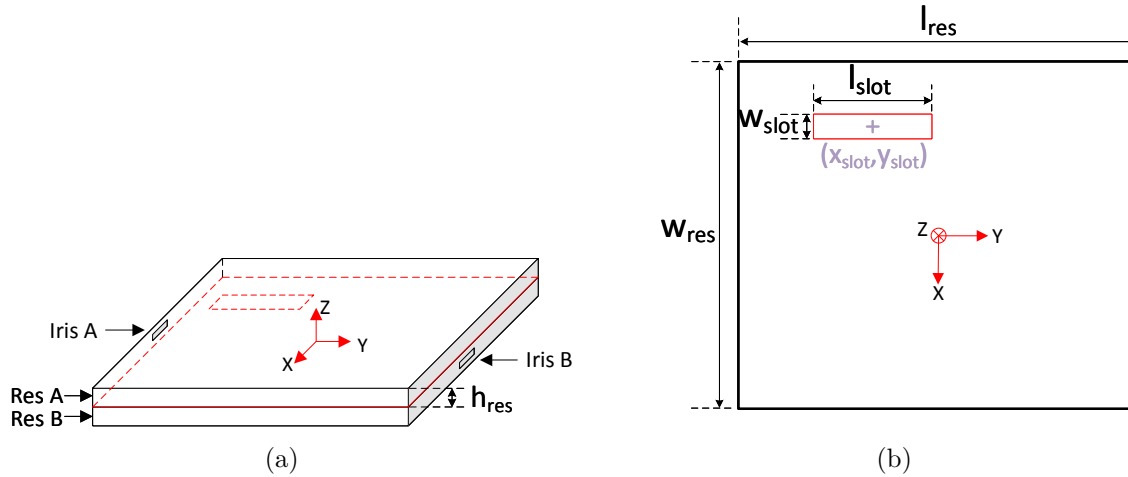


Figura 3.6: Geometría de los resonadores simulados. (a) Vista 3D de la estructura simulada en HFSS para la obtención genérica de los acoplamientos  $k$ . (b) Vista en planta de la geometría del resonador considerado y de las ranuras utilizadas.

Esta estructura representa un ejemplo genérico de los modelos que se han usado para las simulaciones electromagnéticas en HFSS (*“High Frequency Structure Simulator”*) [66]. Tanto el resonador ‘A’ como el ‘B’ presentan un iris vertical en una de sus paredes laterales, como se muestra en la figura. A través de estas aperturas se excitan ambas cavidades mediante el uso del correspondiente puerto en HFSS. Estos íris se han dimensionado para que el  $Q_{ext}$  sea suficientemente alto, de manera que el efecto de carga de los puertos sobre los resonadores resulte despreciable, según se comenta en la sección 2.3.3.2.



Con el objetivo de agilizar el análisis paramétrico del efecto de las dimensiones geométricas de los elementos físicos sobre su comportamiento eléctrico, en las simulaciones electromagnéticas se ha considerado que no existen pérdidas ni en el dieléctrico (Nelco 400-13 SI) ni en los conductores, que se han considerado conductores eléctricos perfectos. Estos últimos, además, se han supuesto con un grosor infinitesimal.

En la figura 3.6(b) se muestra una vista en planta de la estructura. En ella se observan los parámetros que definen tanto el área del resonador como la geometría de la ranura. En el caso del resonador,  $w_{res}$  y  $l_{res}$  representan respectivamente la anchura y la longitud del resonador. La definición de la geometría de la ranura se realiza mediante los parámetros:  $w_{slot}$ ,  $l_{slot}$ ,  $x_{slot}$  e  $y_{slot}$ . Los parámetros  $w_{slot}$  y  $l_{slot}$  representan la anchura y la longitud de la ranura, respectivamente. La posición de la ranura con respecto al origen de coordenadas está definida por  $x_{slot}$  e  $y_{slot}$ . El desplazamiento en la dirección  $\hat{x}$  del centro geométrico de la ranura con respecto al origen de coordenadas es  $x_{slot}$ . Por su parte,  $y_{slot}$  representa el desplazamiento en la dirección  $\hat{y}$ . En las simulaciones cuyos resultados se discuten en este capítulo siempre se ha considerado un resonador SIW cuadrado donde  $w_{res} = l_{res} = 22,5$  mm. Las dimensiones del resonador, junto con la constante dieléctrica del sustrato, producen una frecuencia de resonancia del modo fundamental,  $f_{110}$ , igual a 5,27 GHz, también denominada frecuencia de resonancia del resonador aislado.

### 3.4.1. Factores de calidad de los resonadores SIW

Una característica importante de los resonadores SIW es que a igualdad de condiciones de “*stack-up*”, tienen un mayor factor de calidad que los resonadores basados en líneas de transmisión planares. Como se ha comentado en el apartado 3.1.1, los resonadores SIW suelen tener factores de calidad del orden de centenas.

El factor de calidad de un resonador SIW [38],  $Q_{SIW}$ , se puede aproximar como

$$\frac{1}{Q_{SIW}} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{rad}}, \quad (3.4)$$

donde  $Q_{rad}$  es el factor de calidad asociado a las pérdidas por radiación,  $Q_d$  es el factor de calidad asociado a las pérdidas del dieléctrico y  $Q_c$  es el factor de calidad asociado a las pérdidas en los conductores.

En muchos casos las pérdidas por radiación resultan despreciables frente a la contribución de los otros términos. Esto suele ser así porque habitualmente se satisface que la distancia entre los centros de dos “*via-hole*” de apantallamiento adyacentes es aproximadamente igual o inferior al doble de su diámetro [38].

El factor de calidad asociado a las pérdidas del material dieléctrico es

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta}, \quad (3.5)$$

siendo  $\tan \delta$  la tangente de pérdidas del sustrato.

Por último, el factor de calidad de los conductores depende a su vez de dos términos

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{1}{Q_{metal}} + \frac{1}{Q_{via}}, \quad (3.6)$$

donde  $Q_{metal}$  representa el factor de calidad asociado a las tapas metálicas del resonador y  $Q_{via}$  es el asociado a los “*via-holes*” de apantallamiento.  $Q_{metal}$  se estima como

$$\frac{1}{Q_{metal}} = \frac{\delta_c}{h_{res}}, \quad (3.7)$$

siendo  $h_{res}$  la altura del resonador SIW y  $\delta_c$  la profundidad de penetración, calculada como

$$\delta_c = \frac{1}{\sqrt{\pi f_{110} \mu \sigma_c}}, \quad (3.8)$$

y donde  $f_{110}$  es la frecuencia de resonancia del modo fundamental comentada previamente.

Por último,  $Q_{via}$  se aproxima mediante

$$\frac{1}{Q_{via}} = \frac{2\delta_c}{w} \left( \frac{2p_{via}}{\pi d_{via}} \right)^{1,25}, \quad (3.9)$$

donde  $p_{via}$  es la distancia entre los centros de dos “*via-holes*” de apantallamiento adyacentes y  $d_{via}$  es su diámetro.

A partir de todas estas expresiones se puede deducir que el factor de calidad de un resonador SIW depende de las pérdidas del sustrato y de los conductores empleados en su fabricación, como es obvio, pero también de la altura de los resonadores y de su frecuencia de resonancia.

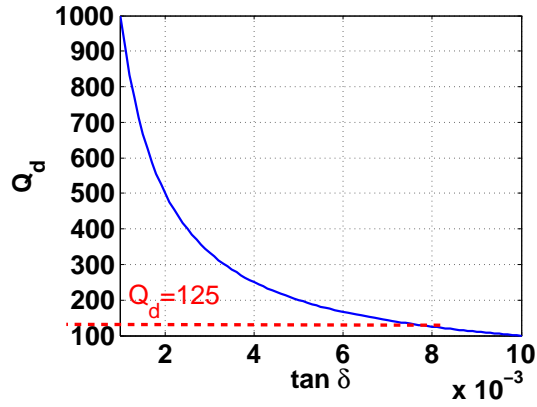
La dependencia del factor de calidad con la altura del resonador es una cuestión de especial relevancia. Cuando se discuta la estrategia de diseño propuesta se justificará la conveniencia de limitar la altura de los resonadores. Sin embargo, esta reducción también implica una reducción del factor de calidad que habrá que tener en cuenta. En definitiva, será necesario alcanzar una solución de compromiso en cada caso particular.

Para ilustrar mejor estas dependencias, en la figura 3.7 se evalúan las expresiones anteriores de  $Q_d$ ,  $Q_{metal}$  y  $Q_{SIW}$  para varios barridos de diferentes variables. En la figura 3.7(a) se presenta la evolución de  $Q_d$  en función de las pérdidas del material dieléctrico. En la figura 3.7(b) se muestra la variación de  $Q_{metal}$  en función de la altura del resonador para diferentes frecuencias de resonancia cuando el conductor es cobre. Por último, en la figura 3.7(c) se presenta la evolución de  $Q_{SIW}$  en función de la altura del resonador para conductores de cobre, diferentes valores de tangente de pérdidas y de frecuencias de resonancia. En esta estimación se han supuesto despreciables las pérdidas por radiación. También se han despreciado las pérdidas asociadas a los “*via-hole*” de apantallamiento ya que este término resulta tener un efecto casi irrelevante en comparación con las contribuciones provenientes del material dieléctrico y de las tapas metálicas.

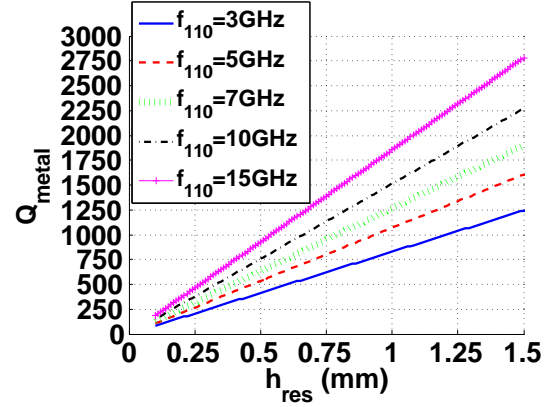
A partir de la figura 3.7(a) se puede concluir que para lograr un resonador SIW con un factor de calidad del orden de 200 o superior, independientemente del resto de variables el material dieléctrico usado debe ser de bajas pérdidas, esto es, con  $\tan \delta \leq 0,004$ .

Por otro lado, de la evolución de  $Q_c$  (aproximada mediante  $Q_{metal}$ ) mostrada en la figura 3.7(b), se pueden extraer las siguientes conclusiones:

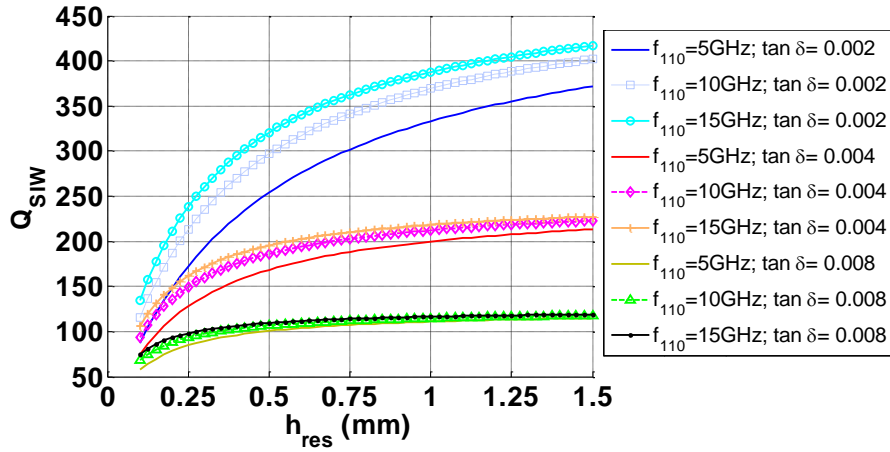




(a)



(b)



(c)

Figura 3.7: Estimación teórica del factor de calidad de un resonador SIW. (a) Factor de calidad del dielectrico en función de su  $\tan \delta$ . (b) Factor de calidad debido a las tapas metálicas en función de la altura del resonador,  $h_{res}$ , para distintas frecuencias de resonancia. (c) Factor de calidad de un resonador SIW,  $Q_{SIW}$  en función de la altura del resonador para varios valores de frecuencia de resonancia y pérdidas del dieléctrico.

- La altura del resonador SIW tiene una fuerte influencia sobre esta contribución del factor de calidad. La dependencia es lineal, siendo  $Q_c$  mayor cuanto más grueso es el resonador.
- Para un mismo valor de  $h_{res}$ ,  $Q_c$  también aumenta cuanto mayor es la frecuencia de resonancia.
- Para que  $Q_c \geq 200$ , el resonador SIW debe tener una altura mínima entre 0,1 y 0,3 mm, dependiendo de la frecuencia de resonancia.

Por último, observando la figura 3.7(c) se puede afirmar que:

- Las pérdidas del material dieléctrico son claves para determinar el valor y la forma del factor de calidad del resonador SIW, al menos para los rangos de valores considerados para las distintas variables en juego. Si  $\tan \delta \geq 0,005$ , entonces el valor de  $Q_{SIW}$  queda limitado por este término, de modo que su curva en función del grosor del resonador resulta casi constante, con valores alrededor de 100, independientemente de la frecuencia de resonancia. En el caso de que  $\tan \delta \leq 0,004$ , entonces estas dependencias sí son apreciables.
- Para materiales de bajas pérdidas ( $\tan \delta \leq 0,004$ ), es posible identificar varias regiones en la curva de  $Q_{SIW}$  en función de  $h_{res}$ . Cuando el resonador es excesivamente delgado se produce un deterioro considerable del valor del factor de calidad. Por ejemplo, para  $h_{res} = 0,1$  mm, el factor de calidad, dependiendo de la frecuencia, se encuentra entre 60 y 130. Sin embargo, cuando la altura del resonador es mayor,  $Q_{SIW}$  crece rápidamente. De hecho, si dicha altura está comprendida entre 0,5 y 1 mm, se obtiene un  $Q_{SIW}$  entre 200 y 400, dependiendo de la  $\tan \delta$ . Estas suelen ser las alturas habituales en el diseño de filtros SIW monocapa, por ejemplo. En cambio, a partir de estos valores, si se continúa aumentando la altura, la mejoría en el valor de  $Q_{SIW}$  empieza a ser lenta y marginal.
- Si se considera un rango para  $h_{res}$  entre 0,2 y 0,5 mm aproximadamente, entonces el valor de  $Q_{SIW}$ , si bien es menor que en el rango 0,5 – 1 mm, continúa siendo razonablemente bueno, entre 150 y 300, dependiendo de la frecuencia de resonancia y de las pérdidas del dieléctrico.

Teniendo en cuenta estas observaciones acerca del factor de calidad de un resonador SIW, resulta necesario establecer un compromiso entre la obtención de un factor de calidad elevado y uno de los pilares en los que se basa, como se verá posteriormente, la estrategia con la que se han diseñado los diferentes prototipos SIW. Efectivamente, como se verá posteriormente, para dicha estrategia de diseño es conveniente que el grosor de los resonadores sea lo menor posible, comparado con su anchura y longitud. Sin embargo, para que el factor de calidad no se deteriore demasiado, dicho grosor no puede ser excesivamente pequeño, atendiendo a las conclusiones obtenidas a partir de la evolución de  $Q_{SIW}$ .

En los filtros que se han implementado, el rango de  $h_{res}$  que se ha usado está comprendido entre 0,2 y 0,5 mm. Este rango de valores ha posibilitado la aplicación con éxito de la estrategia de diseño desarrollada, a la vez que ha permitido obtener resonadores con valores razonablemente altos de factor de calidad.

### 3.4.2. Sintonía de los resonadores: Implementación de los autoacoplamientos

En determinadas topologías de filtro alguno de los resonadores son asíncronos. Es decir, posee una frecuencia de resonancia diferente a la frecuencia central de la banda de paso del filtro. Como se ha comentado en la sección 2.3.2, la asincronía se refleja en la matriz de acoplamiento haciendo que los elementos de la diagonal de los resonadores asíncronos sean distintos de cero. Estos elementos son los que se conocen como autoacoplamientos.

Además de la existencia de resonadores asíncronos, en la sección 3.5 se va a discutir cómo la introducción de ranuras de acoplamiento en un resonador además del efecto de acoplamiento deseado altera la frecuencia de resonancia del resonador.

Por tanto, es necesario disponer de algún mecanismo de sintonía para los resonadores, ya que en el proceso de diseño de un filtro se va a necesitar alterar la frecuencia de resonancia correspondiente a las dimensiones iniciales del paralelepípedo resonante por dos motivos: obtener resonadores asíncronos y compensar los efectos que sobre la frecuencia de resonancia tiene la inclusión de ranuras en las tapas de los resonadores.

El primer paso de diseño sería establecer una frecuencia de resonancia inicial para los resonadores. Una vez propuesto un valor para  $f_{110}$  se pueden calcular las dimensiones iniciales de los resonadores. A este respecto la altura estará determinada *a priori* por la estructura de capas de la PCB, con lo que la frecuencia de resonancia se ajustará mediante la selección del área del resonador<sup>5</sup>. En general, en este trabajo los resonadores poseen una planta cuadrada, con lo que la anchura y la longitud son idénticas. A partir de estas dimensiones iniciales, en el proceso de diseño de los prototipos SIW hay que introducir elementos que permitan sintonizar cada resonador de forma independiente. Estos elementos deben permitir el ajuste tanto de las asincronías requeridas por la matriz de acoplamiento como la compensación de los efectos sobre las frecuencias de resonancia causados por la introducción de las ranuras. En concreto, a continuación se enumeran los tres mecanismos distintos que se han empleado para la sintonía de los resonadores:

- Un mecanismo consiste en introducir ranuras adicionales en los resonadores externos. En el apilamiento vertical de resonadores en la PCB, los dos resonadores externos tienen un plano metálico que no está acoplado con ningún otro resonador<sup>6</sup>. Este plano supone un grado de libertad que no poseen los resonadores internos del filtro. Efectivamente, en los resonadores externos es posible introducir una ranura en las tapas con el fin de modificar su frecuencia de resonancia sin que sus coeficientes de acoplamiento se vean afectados. Esto no ocurre con los resonadores internos, en los que la introducción de ranuras en cualquiera de sus tapas implica la introducción de un acoplamiento con los resonadores de la capa superior o de la capa inferior. Dependiendo del tamaño y la ubicación de

<sup>5</sup>En resonadores SIW la contribución del grosor del resonador sobre la frecuencia de resonancia se supone despreciable frente a su anchura y longitud.

<sup>6</sup>'GND\_S1' y 'GND\_4L' en la figura 3.2

las ranuras adicionales, la frecuencia de resonancia de los resonadores externos puede aumentar o disminuir, según se discute en los apartados 3.5.1 y 3.5.2.

- Otra forma de modificar la frecuencia de resonancia consiste en cambiar levemente la anchura y longitud de los resonadores SIW con respecto al valor inicial. En función de la tecnología de fabricación, esta modificación puede realizarse de forma individual a cada resonador o es necesario realizarla simultáneamente para un conjunto de resonadores. En efecto, en tecnología LTCC, se pueden definir independientemente “*via-holes*” entre dos capas de metalización adyacentes. Por tanto, cada resonador se puede definir con su anchura y longitud propias, con lo que el ajuste de las dimensiones de la planta de cada resonador constituiría una herramienta para implementar las posibles asincronías. En cambio, en tecnologías de PCB en plástico, la construcción de “*via-holes*” presenta mayores limitaciones, puesto que generalmente sólo se pueden definir unos pocos niveles de taladros metalizados, que además suelen ser comunes a varios niveles de metalización. Por lo que las dimensiones de la planta deben ser comunes a un grupo de resonadores.
- Introducción de “*via-holes*”: A diferencia de lo que ocurre en los resonadores externos, en los internos no se pueden usar ranuras de sintonía. No obstante, para estos resonadores internos sí se pueden introducir “*via-holes*” que conecten sus tapas. Como se comenta en [64], la introducción de un “*via-hole*” en un resonador en guía rectangular equivale circuitalmente a un inductor paralelo, lo que unido al modelo circuital LC paralelo del resonador SIW, provoca una inductancia total equivalente menor, aumentando así la frecuencia de resonancia del resonador. Por tanto, en función de la posición del “*via-hole*” y de su diámetro se logra aumentar en mayor o menor medida la frecuencia de resonancia del resonador original. Como se demuestra en diseños posteriores, esta herramienta resulta muy útil cuando el ajuste a realizar es pequeño. Bajo esta premisa el “*via-hole*” se ubica cerca de los bordes del resonador creando una perturbación del campo eléctrico despreciable cuyo único efecto es la alteración de la frecuencia de resonancia. Además, esta herramienta también es aplicable independientemente de la tecnología de fabricación multicapa. En caso de usar una PCB en plástico, aunque el “*via-hole*” pueda atravesar varios resonadores, sólo modificará la frecuencia de resonancia de aquellos cuyas dos tapas metálicas estén conectadas con el “*via-hole*”, lo que significa que se puede implementar un taladro metalizado que atraviese toda la placa pero que eléctricamente sólo afecte a uno de los resonadores internos.

### 3.5. Estudio de los elementos del filtro: Ranuras y chimeneas de acoplamiento

En esta sección se estudia y se discuten los dos elementos de acoplamiento definidos en la sección 3.3 para los prototipos implementados: las ranuras y las chimeneas. La mayor parte de la sección se centra fundamentalmente en estudiar la relación existente entre la geometría física de una ranura que acopla dos resonadores adyacentes y sus

propiedades eléctricas. El análisis de una ranura es sencillo y es posible extraer un modelo cuantitativo simple. Sin embargo, las chimeneas son elementos de acoplamiento más complejos, que implican varios resonadores, lo que impide que se pueda obtener un modelo basado en el procedimiento clásico descrito en la sección 2.3.3.2. Por este motivo, no se ha efectuado un proceso de caracterización cualitativo de las chimeneas análogo al de las ranuras, sino que se han realizado una serie de hipótesis sobre su funcionamiento que se han utilizado para obtener las dimensiones del prototipo inicial. Estas hipótesis se basan fundamentalmente en extender a las chimeneas las propiedades de las ranuras entre resonadores adyacentes. Esto facilita el dimensionado inicial de las chimeneas, dimensiones que posteriormente se tienen que optimizar cuando las estructuras se incorporan al filtro completo. Como se expone a lo largo de esta sección, a partir de la caracterización realizada de las ranuras entre resonadores adyacentes para el “*stack-up*” mostrado en la sección 3.2, se pueden extraer varias conclusiones que resultan claves para el diseño de los filtros SIW realizados posteriormente. Algunas de las más destacables son:

- El acoplamiento producido por una ranura entre dos resonadores puede tener signo positivo o negativo, dependiendo de su dimensión y fundamentalmente de su posición relativa a la geometría de la cavidad resonante [8]. En el caso particular de las ranuras, los cambios de signo del acoplamiento coinciden con cambios en la naturaleza del acoplamiento. Así, en particular para este tipo de acoplamientos se puede asociar un signo para los acoplamientos de tipo eléctrico y el contrario para los magnéticos [8].
- En primera aproximación, se puede considerar que el acoplamiento de varias ranuras entre dos resonadores adyacentes es aditivo, es decir, se cumple el principio de superposición y el acoplamiento total es la suma de los acoplamientos individuales.
- Si los lados del resonador SIW son mucho mayores que su grosor, entonces se puede suponer, en primera aproximación, que el valor del acoplamiento producido por una ranura entre dos resonadores adyacentes es independiente del grosor de los resonadores.
- Las ranuras entre resonadores adyacentes también provocan cambios en las frecuencias de resonancia de los resonadores. Esto es importante tenerlo en cuenta para la implementación de los autoacoplamientos de la matriz de acoplamiento del filtro.

Esta sección comienza con la caracterización del acoplamiento producido por una ranura en función de su geometría para dos casos diferentes: ranura situada en el centro del resonador (acoplamiento de tipo eléctrico  $k_e$ ) y ranura situada en el borde del resonador (acoplamiento de tipo magnético  $k_h$ ). En el siguiente apartado se verifica la hipótesis de combinación lineal de las ranuras. Por último se propone el modelo atribuido a las chimeneas.

Esta sección comienza con la caracterización del acoplamiento producido en dos casos diferentes. En ambos casos las simulaciones se realizan utilizando la estructura de



capas y las condiciones de simulación propuestas en la secciones 3.2 y 3.4, con ellos se pretende mostrar cómo varía el acoplamiento en cada caso en función de los diferentes parámetros que definen la ranura y los resonadores. En primer lugar, se muestran los resultados de caracterizar una ranura que introduce fundamentalmente acoplamiento eléctrico,  $k_e$ . Posteriormente se presenta un análisis similar para una ranura que introduce principalmente acoplamiento magnético,  $k_h$ . El siguiente apartado discute los efectos de introducir más de una ranura entre dos resonadores adyacentes. Tras estudiar el acoplamiento producido por una combinación de ranuras, también se discute el efecto de las ranuras sobre la frecuencia de resonancia de los resonadores. Por último, la sección concluye con el análisis de la chimenea como elemento para la introducción de acoplamientos cruzados. En este caso se comentan las suposiciones atribuidas al funcionamiento de las chimeneas, que se van a usar como base en la estrategia de diseño propuesta para obtener una primera aproximación a sus dimensiones. En toda esta sección, salvo que se especifique lo contrario, los siguientes parámetros son comunes a todas las simulaciones realizadas en HFSS:

En toda esta sección, las simulaciones se realizan utilizando la estructura de capas y las condiciones de simulación propuestas en la secciones 3.2 y 3.4 salvo que se especifique lo contrario. Los siguientes parámetros son comunes a todas las simulaciones realizadas en HFSS:

- $w_{res} = l_{res} = 22,5 \text{ mm}$ .
- $h_{res} = 0,260 \text{ mm}$ .
- $\epsilon_r = 3,2$ .
- $f_{110} = 5,27 \text{ GHz}$ .

### 3.5.1. Caracterización de ranuras eléctricas

En este apartado se presenta la caracterización de ranuras localizadas en el centro de la cavidad con una forma aproximadamente cuadrada. Este tipo de ranuras introducen un acoplamiento de carácter fundamentalmente eléctrico entre los dos resonadores adyacentes [8]. Los resultados que aquí se presentan se han obtenido a partir de las simulaciones realizadas en HFSS bajo las condiciones de simulación previamente comentadas.

En la figura 3.8(a) se muestra la variación del módulo del coeficiente de acoplamiento obtenido,  $|k_e|$ , en función de las dimensiones de la ranura para diferentes alturas de resonador,  $h_{res}$ . En este caso se ha supuesto una ranura cuadrada ( $w_{slot} = l_{slot}$ ) centrada en el origen de coordenadas ( $x_{slot} = y_{slot} = 0$ ). Por su parte, en la figura 3.8(b) se presenta cómo varía dicho acoplamiento en función del desplazamiento de la ranura con respecto al origen de coordenadas. En este caso la altura del resonador es fija,  $h_{res} = 0,260 \text{ mm}$  y se muestran los resultados para diferentes anchuras de ranura,  $w_{slot}$ .



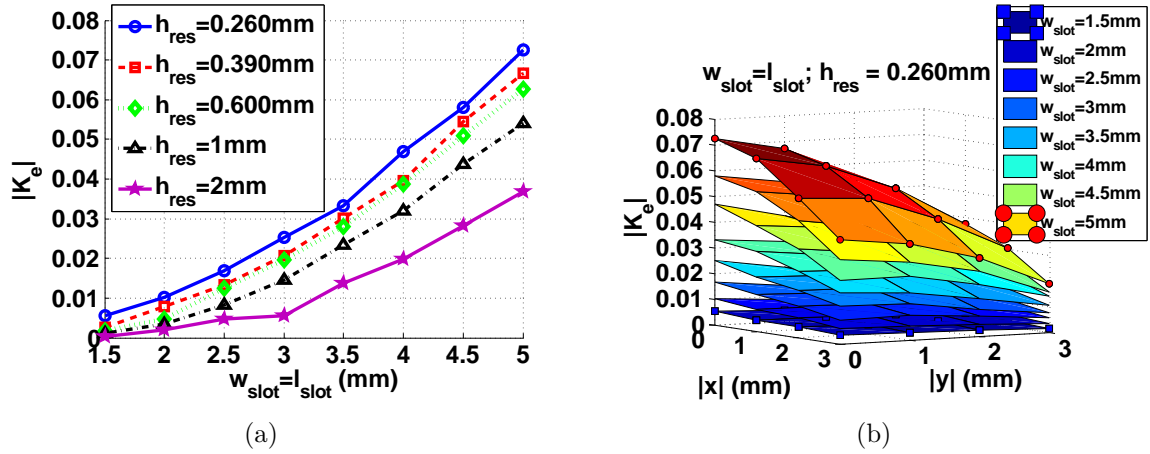


Figura 3.8: Resultados de la simulación del acoplamiento  $|k_e|$  correspondiente a una ranura cuadrada y para unas dimensiones de lado del resonador de  $w_{res} = l_{res} = 22,5$  mm. (a) Evolución del acoplamiento de una ranura centrada en función su tamaño para varias alturas del resonador  $h_{res}$ . (b) Evolución del acoplamiento en función de la posición, considerando una altura de resonador de  $h_{res} = 0,260$  mm.

Observando la figura 3.8(a) se pueden obtener varias conclusiones:

- Mediante estas ranuras el valor máximo de acoplamiento parece estar limitado a 0,1. Se ha efectuado un barrido del lado de la ranura desde 1,5 mm hasta 5 mm, obteniendo un valor máximo de acoplamiento  $|k_e| = 0,071$ , algo menor de 0,1. No obstante, teniendo en cuenta la evolución de la curva para una altura de resonador de 0,260 mm, parece razonable que con una ranura ligeramente mayor se pueda llegar sin problemas a dicho valor de acoplamiento.
- El valor del acoplamiento  $|k_e|$  no es muy sensible a la dimensión del cuadrado de la ranura, en términos de tolerancias de fabricación. Para todas las alturas de resonador simuladas se observa que variaciones de  $w_{slot}$  y  $l_{slot}$  simultáneas del orden de  $\pm 0,1/0,2$  mm no modifican sustancialmente el valor del acoplamiento, ya que éste sólo cambia en su tercer decimal. Esta insensibilidad es tanto mayor cuanto menor es el lado de la ranura y, por tanto, el valor del acoplamiento.
- En igualdad de dimensiones de la ranura, un incremento de la altura del resonador provoca, en general, una disminución leve del acoplamiento. No obstante, observando la gráfica, se pueden distinguir dos tendencias de comportamiento diferentes. Hay que destacar que las diferencias entre las curvas correspondientes a  $h_{res} = 0,260$  mm,  $h_{res} = 0,390$  mm y  $h_{res} = 0,60$  mm son muy pequeñas. La curva para  $h_{res} = 1$  mm comienza a separarse de las curvas de grosores inferiores, si bien esta separación aún no es muy acentuada. En cambio, la curva correspondiente a  $h_{res} = 2$  mm sí se separa claramente del resto, mostrando una reducción del valor del acoplamiento en torno al 50 % <sup>7</sup> con respecto al caso de

<sup>7</sup>Dependiendo, evidentemente, del tamaño de la ranura.

$h_{res} = 0,260$  mm. Además del efecto de la reducción del acoplamiento con la altura de resonador, las curvas evidencian que para alturas mayores a  $h_{res} = 1$  mm el ratio de disminución de  $|k_e|$  con el incremento de la altura aumenta notablemente.

Por otra parte, del análisis de la figura 3.8(b), en la que se estudia la variación del acoplamiento ante la modificación de la posición de la ranura, se puede afirmar que:

- El valor máximo del acoplamiento  $|k_e|$  ocurre cuando el desplazamiento es nulo. Esto es, cuando la ranura está centrada en la cavidad. Esto sucede para cualquier valor de  $w_{slot} = l_{slot}$ , pero se aprecia con más facilidad cuanto mayor es el lado de la ranura.
- El valor  $|k_e|$  no es muy sensible al desplazamiento de la ranura, lo que resulta interesante en términos de tolerancias de fabricación. Para todas las curvas de  $w_{slot} = l_{slot}$  se observa que variaciones simultáneas en las direcciones de x e y del orden de  $\pm 0,1/0,2$  mm no modifican sustancialmente el valor del acoplamiento. Esta insensibilidad es tanto mayor cuanto menores son el lado de la ranura y su desplazamiento lateral.
- Para valores de  $x_{slot}$  e  $y_{slot}$  inferiores a 1 mm, el valor de  $|k_e|$  no varía sustancialmente. En cambio, por encima de estos valores, la sensibilidad de  $|k_e|$  respecto a la posición aumenta considerablemente, siendo mayor cuanto mayor es el lado de la ranura.

Además de estas características, es necesario resaltar que este tipo de acoplamiento eléctrico sólo se puede lograr ubicando la ranura en un área reducida de la superficie de los resonadores, concentrada en torno al centro de la misma. Esto puede suponer una dificultad añadida en el diseño de filtros en el caso de que se necesite implementar varios acoplamientos de este tipo, ya que todos deberían implementarse en la misma zona geométrica, aproximadamente. Este problema, sus implicaciones y posibles soluciones se tratan en mayor detalle posteriormente.

### 3.5.2. Caracterización de ranuras magnéticas $|k_h|$

En este apartado se caracterizan ranuras rectangulares que están ubicadas cerca de los bordes del resonador, con su lado largo paralelo al borde del resonador, como en el ejemplo de la figura 3.6(b). En general, este tipo de ranuras entre resonadores adyacentes producen un acoplamiento de carácter principalmente magnético [8].

De forma análoga al análisis desarrollado en el apartado anterior, en esta sección se presentan los resultados de la caracterización de este tipo de ranuras que producen un acoplamiento de módulo  $|k_h|$ .

En la figura 3.9 se presenta el comportamiento del módulo del acoplamiento,  $|k_h|$ , respecto a varias magnitudes. En la figura 3.9(a) se muestra la evolución de  $|k_h|$  en función de la longitud de la ranura  $l_{slot}$  para una anchura fija,  $w_{slot} = 2$  mm, una posición fija,  $x_{slot} = 9$  mm;  $y_{slot} = 0$  mm, y diferentes valores de altura de resonador  $h_{res}$ . La figura muestra las curvas en un rango de longitudes de 5 mm hasta 20 mm,

que supone prácticamente el máximo valor posible, dada la longitud del resonador (22,5 mm).

En la figura 3.9(b) se muestran las curvas de acoplamiento en función de la longitud de la ranura, ubicada en la misma posición del caso anterior. En este caso la altura de resonador es fija, con un valor de  $h_{res} = 0,260$  mm y las curvas mostradas pertenecen a diferentes anchuras de la ranura. Por último, en la figura 3.9(c) se presenta la evolución del valor de  $|k_h|$  en función del desplazamiento de la ranura para diferentes longitudes de esta. En este caso, se han considerado como constantes los parámetros  $w_{slot} = 2$  mm y  $h_{res} = 0,260$  mm.

A partir de la figura 3.9(a) se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Mediante este tipo de ranuras se puede obtener un valor de acoplamiento de hasta  $|k_h| = 0,2$ , aproximadamente. Este valor representa el doble del acoplamiento  $|k_e|$  obtenido anteriormente.
- Se pueden distinguir dos regiones de comportamiento diferentes de  $|k_h|$  en función de  $l_{slot}$ , independientemente del valor de  $h_{res}$ : Una zona lineal para longitudes inferiores a 12 – 14 mm, y una zona de saturación de ahí hasta la longitud de 20 mm.
- La sensibilidad de  $|k_h|$  ante tolerancias de fabricación tanto en el grosor del resonador como en la longitud de la ranura es muy pequeña. Variaciones del orden de  $\pm 0,2$  mm en  $l_{slot}$  producen cambios en el tercer decimal del módulo del acoplamiento  $|k_h|$ . Por su parte, las curvas asociadas a una altura del resonador inferior a  $h_{res} = 0,6$  mm están prácticamente superpuestas. Por tanto, si se supone una tolerancia de fabricación del orden del 10 % del grosor del resonador, la variación sufrida por  $|k_h|$  debido a esta causa resulta despreciable.
- En el caso del acoplamiento  $|k_h|$ , como se ha comentado con  $|k_e|$ , el aumento del grosor del resonador también conlleva una disminución del valor de acoplamiento. En este caso, todas las curvas están muy próximas entre sí, salvo la correspondiente a  $h_{res} = 2$  mm que se distancia claramente de las demás para longitudes pequeñas de la ranura. La curva de  $h_{res} = 1$  mm ya comienza a separarse de las otras tres alturas inferiores, aunque dicha diferencia aún es muy pequeña. Ambas curvas evidencian un comportamiento similar al de la caracterización de  $|k_e|$ . Si bien, para el acoplamiento  $|k_h|$  esta tendencia no es tan acusada.

Por su parte, la figura 3.9(b) muestra que el valor del acoplamiento  $|k_h|$  presenta una sensibilidad muy baja a la anchura de la ranura. Si se comparan bajo las mismas condiciones ( $h_{res} = 0,260$  mm y  $(x, y) = (9, 0)$ ) las curvas asociadas a las tres anchuras consideradas  $w_{slot} = 1/2/3$  mm, se puede observar como éstas están superpuestas. Por último, observando la figura 3.9(c) se puede afirmar que:

- El valor máximo del acoplamiento  $|k_h|$  se obtiene cuando  $y_{slot} = 0$  y cuando la ranura está lo más cerca posible de la pared lateral del resonador. En la gráfica el valor máximo se obtiene para  $x_{slot} = 9$  mm.

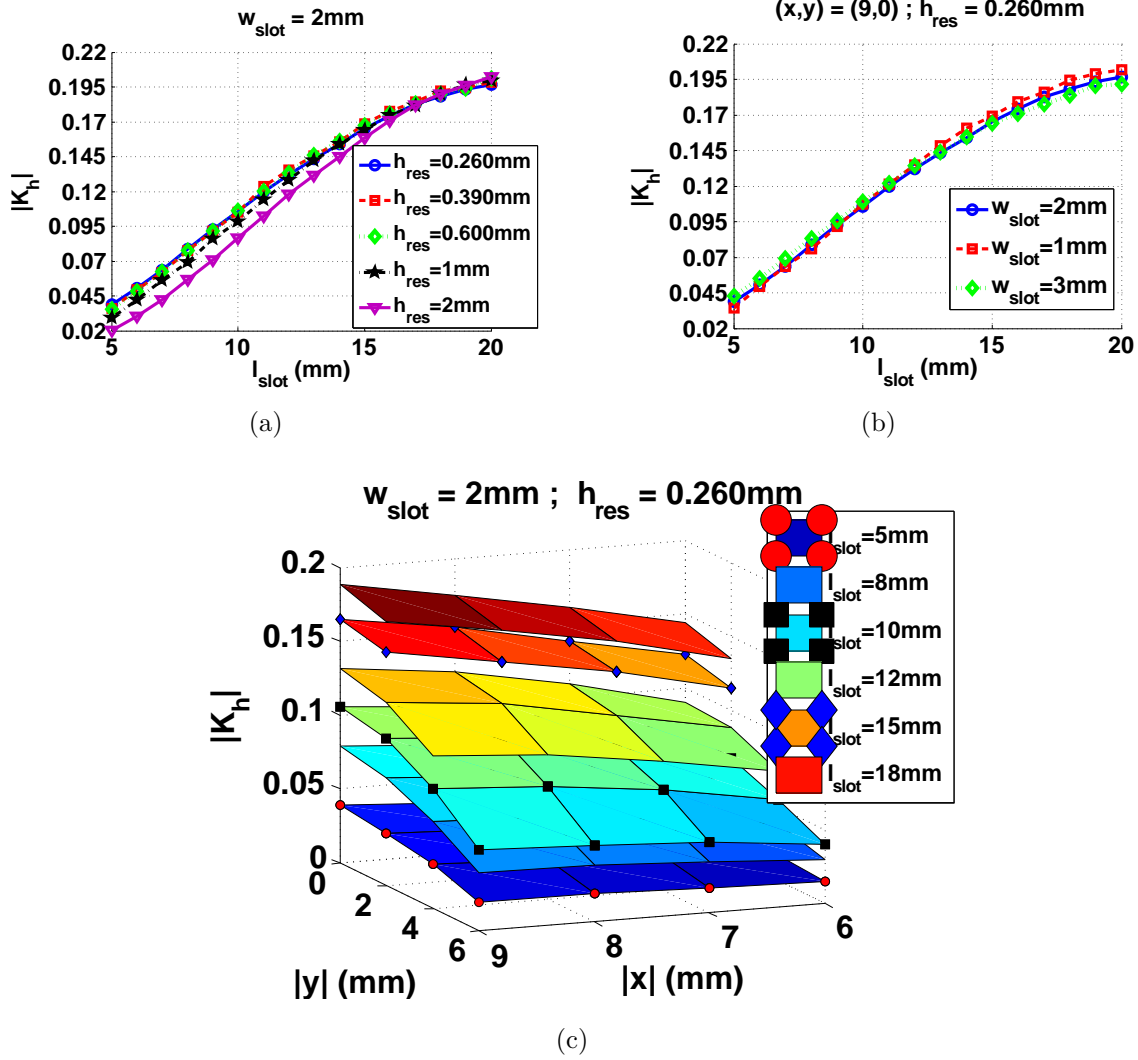


Figura 3.9: Acoplamiento  $|k_h|$ , correspondiente a una ranura rectangular paralela y cercana a los laterales de los resonadores. Esta caracterización se ha efectuado para unas dimensiones laterales de los resonadores de  $w_{res} = l_{res} = 22,5$  mm. (a) Evolución del acoplamiento en función de la altura de los resonadores  $h_{res}$ , considerando un desplazamiento en  $(x,y)$  de  $(9,0)$  y una anchura  $w_{slot} = 2$  mm. (b) Evolución del acoplamiento en función de la anchura de la ranura  $w_{slot}$ , considerando un desplazamiento en  $(x,y)$  de  $(9,0)$  y una altura de resonador  $h_{res} = 0,260$  mm. (c) Evolución del acoplamiento en función del desplazamiento de la ranura rectangular, considerando una altura de resonador de  $h_{res} = 0,260$  mm y una anchura  $w_{slot} = 2$  mm.

- El valor de  $|k_h|$  es muy poco sensible ante tolerancias de fabricación del orden de  $\pm 0,2$  mm respecto al desplazamiento de la ranura en ambas direcciones .
- La región donde más estabilidad tiene el valor del acoplamiento  $|k_h|$  frente a cambios en la posición de la ranura es en la zona donde se obtiene su máximo ( $y_{slot} = 0$  mm,  $x_{slot} = 9$  mm). Además, cuanto mayor es la longitud de la ranura, se observan mayores diferencias en la sensibilidad del acoplamiento en función de la posición entre las ubicaciones de la ranura cercanas a la zona de máximo acoplamiento y la sensibilidad que se obtiene en otras ubicaciones.

Una diferencia importante entre las curvas obtenidas para el acoplamiento  $|k_h|$  respecto a las del acoplamiento  $|k_e|$ , es que para obtener valores altos de acoplamiento  $|k_h|$  la ranura debe ser larga, paralela a la pared lateral del resonador y estar lo más cerca posible de ésta. Esto provoca que en el área definida por un resonador SIW cuadrado existan 4 posibles zonas geométricas que proporcionan el mismo valor de  $|k_h|$ , cada una localizada en torno a las paredes laterales del resonador. Así, con una ranura en igualdad de condiciones<sup>8</sup> se pueden lograr valores de acoplamiento  $|k_h|$  mayores que del acoplamiento  $|k_e|$  y además, se pueden implementar ubicando la ranura en distintas regiones del área del resonador. Todo esto supone que el acoplamiento  $|k_h|$  mediante esta estructura ofrece mucha más flexibilidad para el diseño de filtros que el acoplamiento  $|k_e|$ , lo que se tiene en cuenta en la estrategia de diseño desarrollada.

### 3.5.3. Efecto combinado de múltiples ranuras entre resonadores adyacentes: superposición

El objetivo de este apartado es el estudio del acoplamiento que se produce entre dos resonadores adyacentes cuando entre ambos se abre un conjunto de ranuras. Se trata de establecer las condiciones en las que el acoplamiento total es aproximadamente la combinación lineal de los acoplamientos individuales introducidos por cada ranura. Para ello, en primer lugar, es imprescindible establecer el signo relativo de los acoplamientos que introducen las ranuras eléctricas y magnéticas, puesto que para reducir o incluso cancelar el efecto de una ranura se necesita otra cuyo acoplamiento sea de signo contrario. Una vez establecido el signo relativo de los acoplamientos de cada tipo de ranura, se analiza el efecto de la apertura de ranuras sobre la frecuencia de resonancia de los resonadores, es decir la asincronía que introduce. Por último, se procede a discutir el efecto conjunto de la apertura de múltiples ranuras entre dos resonadores adyacentes. El estudio se realiza mediante simulaciones en HFSS cuyo objetivo es demostrar que el acoplamiento total es, aproximadamente, la combinación lineal de los acoplamientos introducidos por cada ranura individual. Finalmente, las conclusiones obtenidas se validan mediante la implementación y caracterización de los prototipos correspondientes.

---

<sup>8</sup>Altura del resonador, tamaño del resonador, etc.

### 3.5.3.1. Determinación del signo relativo de los acoplamientos de tipo $k_e$ y $k_h$

Para determinar el signo relativo de los acoplamientos de tipo  $k_e$  y  $k_h$  caracterizados en los apartados previos, se ha aplicado la metodología comentada en la sección 2.3.3.2: se simula el comportamiento en transmisión de dos resonadores adyacentes (acoplados mediante las ranuras a caracterizar), levemente acoplados a las líneas externas (con un  $Q_{ext}$  muy elevado). Se han simulado los dos tipos de ranuras: eléctricas y magnéticas que se han dimensionado para introducir un acoplamiento de la misma intensidad,  $|k| \approx 0,07$ . Las dimensiones de cada ranura se muestran en la tabla 3.1.

Tipo acoplamiento	$w_{slot}$ (mm)	$l_{slot}$ (mm)	$x_{slot}$ (mm)	$y_{slot}$ (mm)
$k_e$	5	5	0	0
$k_h$	1.4	7.5	9.5	0

Tabla 3.1: Dimensiones de las ranuras empleadas en las simulaciones para el estudio del signo relativo de ambos tipos de acoplamiento.

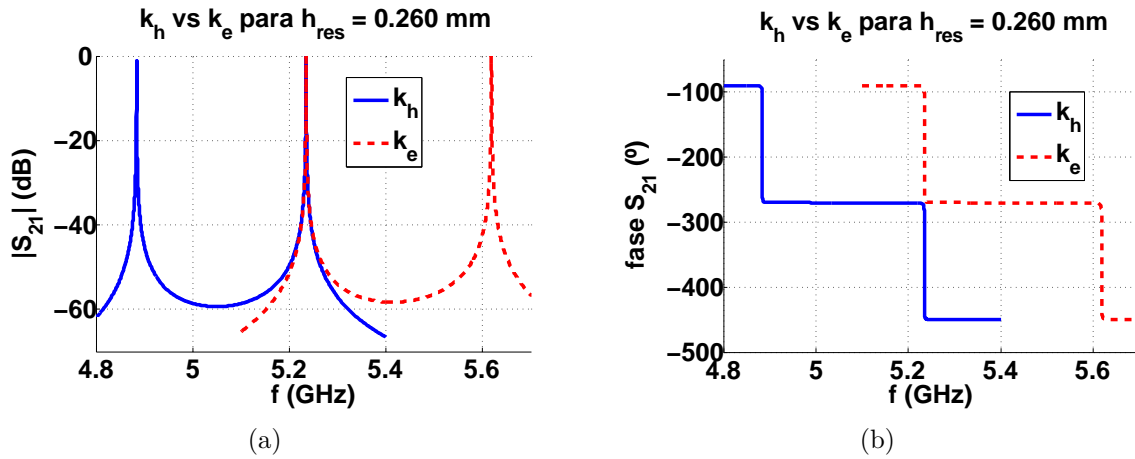


Figura 3.10: Simulación ideal en HFSS de una ranura que proporciona un valor de acoplamiento de tipo  $k_e$  y otra de tipo  $k_h$  de valores similares. (a)  $|S_{21}|$  (dB) simulado en HFSS para caracterizar cada una de las ranuras. (b) Fase del ( $S_{21}$ ) (°) simulado en HFSS para caracterizar cada una de las ranuras.

En la figura 3.10 se muestra el módulo y la fase del coeficiente de transmisión  $S_{21}$  obtenido. Observando el comportamiento en fase mostrado en la figura 3.10(b), se puede apreciar una diferencia de 180 grados entre las fases correspondientes a ambas ranuras, lo que, aplicando el criterio comentado en la sección 2.3.3.2, implica que los acoplamientos  $k_e$  y  $k_h$  tienen signos opuestos.

En la figura 3.10(a) se puede apreciar como el módulo del coeficiente de transmisión en el caso del acoplamiento  $k_e$  es muy similar al del caso de acoplamiento  $k_h$ . La segunda curva es similar a la primera, pero reflejada sobre la frecuencia de resonancia original de los resonadores aislados,  $f_{110}$ . En el caso concreto de los resonadores que se han

usado en este trabajo, la frecuencia de resonancia de los resonadores aislados coincide con una de las frecuencias de resonancia de los resonadores acoplados, como se comenta en el apéndice A.

En general, de la caracterización realizada en los apartados previos 3.5.1 y 3.5.2 se ha observado que todas las ranuras que producen un acoplamiento de tipo  $k_e$  son del mismo signo entre sí y lo mismo ocurre para el conjunto de ranuras que producen un acoplamiento de tipo  $k_h$ .

Por otra parte, como se justifica en el apéndice B, con el criterio de signos utilizado las ranuras de tipo  $k_e$ <sup>9</sup> implementan un acoplamiento positivo mientras que las de tipo  $k_h$ <sup>10</sup> implementan un acoplo negativo [8]. Por esta razón, a lo largo de este capítulo, se identificará el acoplamiento eléctrico con el signo positivo y el magnético con el signo negativo.

### 3.5.3.2. Efecto de las ranuras sobre la sintonía de los resonadores

Como es bien sabido [8], una ranura entre dos resonadores SIW adyacentes no sólo produce un acoplamiento entre ambos, sino que además también implica una variación en su frecuencia de resonancia y, por tanto, introduce una cierta asincronía. La matriz de acoplamiento normalizada,  $\bar{M}$ , de dos resonadores síncronos acoplados con un factor de acoplamiento  $\bar{k}$  es

$$\bar{M} = \begin{bmatrix} 0 & \bar{k} \\ \bar{k} & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Donde la diagonal principal es nula debido a que no existe asincronía en los resonadores. Sin embargo, como se muestra en el apéndice A, la matriz normalizada asociada al caso particular de dos resonadores SIW idénticos acoplados entre si mediante una ranura, debe tener la siguiente estructura para incluir la asincronía observada

$$\bar{M} = \begin{bmatrix} -\bar{k} & \bar{k} \\ \bar{k} & -\bar{k} \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Efectivamente, comparando la simulación HFSS para dos resonadores SIW acoplados por ranura (figura 3.10) con la figura A.1 que se obtiene en el apéndice A para la ecuación (3.11) y que se repite aquí por comodidad (figura 3.11), se observa que la introducción de una ranura entre dos resonadores SIW genera una asincronía en los resonadores que puede ser modelada adecuadamente mediante la ecuación (3.11).

### 3.5.3.3. Combinación lineal de ranuras: simulaciones sin pérdidas

Hasta ahora se ha considerado una sola ranura como estructura de acoplamiento entre dos resonadores SIW adyacentes verticalmente y se ha caracterizado dicho acoplamiento en función de las dimensiones y de la ubicación física de la ranura dentro de la cavidad resonante. En este apartado se pretende analizar en qué condiciones el

<sup>9</sup>Con carácter predominantemente eléctrico [8].

<sup>10</sup>Con carácter predominantemente magnético.



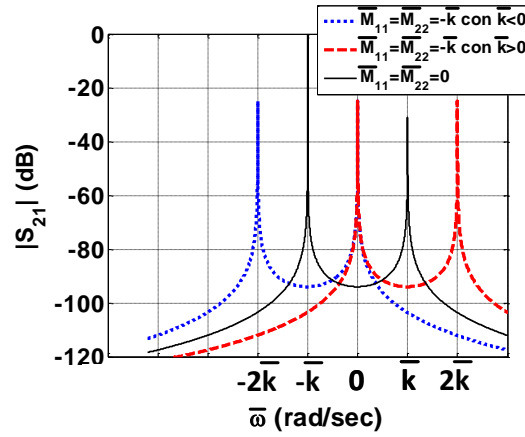


Figura 3.11:  $|S_{21}|$  (dB) del modelo equivalente paso-bajo correspondiente con las matrices de acoplamiento de las tablas A.1, A.2 y A.3. Reproducción de la figura de apéndice A. La traza negra corresponde a la respuesta de la matriz de la ecuación 3.10, la roja con la respuesta de la ecuación 3.11 para  $k > 0$  y la azul con la misma ecuación para  $k < 0$ .

efecto de la inclusión de varias ranuras entre dos resonadores cumple el principio de superposición.

Para realizar este análisis se han considerado ranuras de carácter eléctrico y magnético iguales a las presentadas en la tabla 3.1. En la figura 3.12(a) se muestra una vista en planta de la estructura simulada en HFSS, donde se aprecian varias ranuras. Concretamente, en esta imagen se observa la combinación de una ranura eléctrica con dos ranuras magnéticas iguales ubicadas simétricamente a ambos lados de la primera.

En la figura 3.12(b) se presenta la ganancia de inserción obtenida en diversas simulaciones donde se han empleado varias combinaciones de estas ranuras. Cada una de las curvas corresponde con la simulación de una combinación concreta de ranuras. A continuación se describe dicha correspondencia:

- ' $k_h$ ': curva de referencia, correspondiente a incluir entre los resonadores solamente una de las ranuras de acoplamiento magnético.
- ' $k_h + k_h$ ': curva asociada al resultado de incluir entre los resonadores dos ranuras de acoplamiento magnéticos iguales, pero ubicados en laterales opuestos del resonador SIW, como se muestra en la figura. En esta simulación no se ha incluido la ranura de acoplamiento eléctrico.
- ' $k_h + k_e$ ': curva correspondiente a la combinación de la ranura de acoplamiento eléctrico y sólo una de las ranuras de acoplamiento magnético.
- ' $k_h + k_e + k_h$ ': curva asociada a la combinación de tres ranuras, dos de acoplamiento magnético y la de acoplamiento eléctrico. La estructura simulada es exactamente la de la figura 3.12(a).

En la tabla 3.2 se resumen los valores numéricos de los coeficientes de acoplamiento obtenidos para cada combinación de ranuras. En concreto, en la tabla aparecen dos



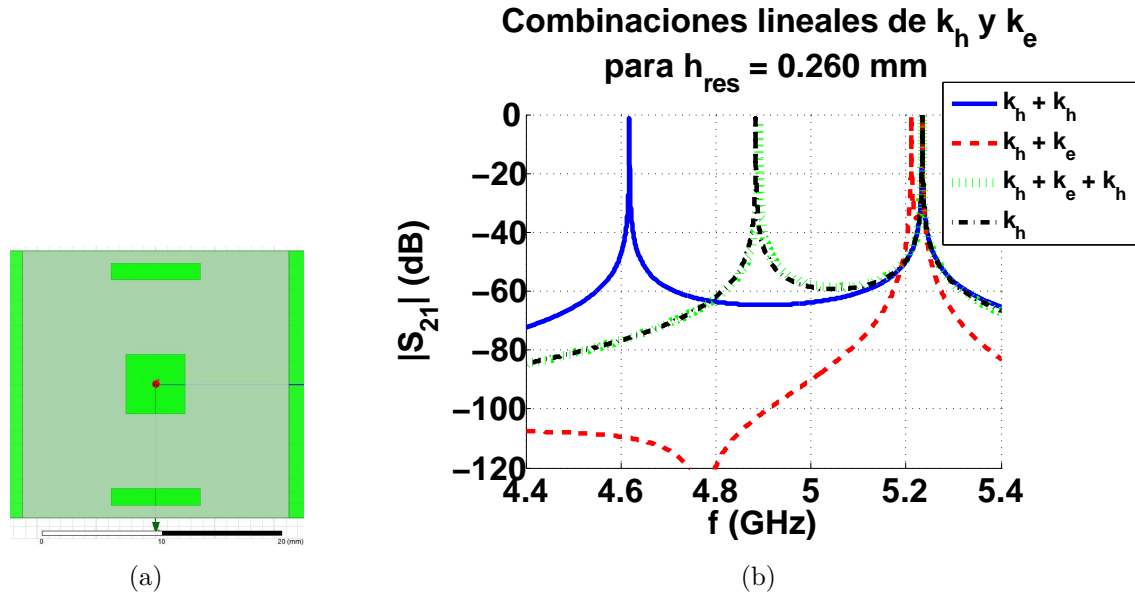


Figura 3.12: Simulación ideal en HFSS de combinaciones lineales de ranuras de tipo  $k_e$  y  $k_h$ . (a) Vista en planta de la estructura simulada en HFSS donde se combinan dos ranuras de tipo  $k_h$  iguales con una ranura de tipo  $k_e$ . (b) Comparativa de la ganancia de inserción obtenida en HFSS para distintas combinaciones de ranuras.

	$ k_h $	$ k_e $	$ k_h + k_e $	$ k_h + k_h $	$ k_h + k_e + k_h $
Valor simulado	0.0693	0.0706	0.0046	0.1248	0.0679
Combinación lineal	-	-	0.0013	0.1386	0.0693
Error absoluto	-	-	0.0033	0.0138	0.0014
Error relativo	-	-	-	9.9%	2%

Tabla 3.2: Módulo del coeficiente de acoplamiento resultante y error cometido en las distintas combinaciones de ranuras simuladas.

tipos de valores: los ‘simulados’ y la ‘combinación lineal’. Los ‘valores simulados’ representan los valores de los acoplamientos que se han obtenido a partir de la simulación HFSS de la figura 3.12(b) (aplicando el procedimiento descrito en la sección 2.3.3.2).

Por su parte, los valores ‘combinación lineal’ son los valores que teóricamente se deberían haber obtenido en la simulación de cada caso si la combinación de ranuras cumpliera exactamente el principio de superposición.

Además, en la tabla 3.2 también se muestran los errores absoluto y relativo cometidos al aplicar la hipótesis de combinación lineal. En el caso de la combinación  $k_h + k_e$ , indicado en la tercera columna de la tabla 3.2, no se ha calculado el error relativo puesto que en esta configuración, al ser el valor de acoplamiento esperado muy cercano a cero, esta medida es especialmente sensible a los pequeños errores que se puedan producir. Por esto, para demostrar la combinación lineal de ranuras de distinto tipo,  $k_h$  y  $k_e$ , quizás el mejor experimento sea el caso mostrado en la quinta columna. En esta combinación, el valor de acoplamiento esperado sería el mismo que el de una ranura de tipo  $k_h$ , ya que supuestamente las otras dos ranuras se cancelarían mutuamente. Sin embargo, debido a que el valor de acoplamiento total esperado es significativamente alto, aquí tanto el valor usado como referencia para calcular el error relativo, como la precisión del propio simulador, provocan que el cálculo del error relativo sí sea significativo y caracterice correctamente la combinación lineal que se produce.

De los resultados obtenidos en esta sección puede inferirse que, al menos en una primera aproximación, se puede asumir que para acoplar verticalmente dos resonadores SIW adyacentes se puede usar más de una ranura, resultando que el coeficiente de acoplamiento global obtenido es aproximadamente igual a la suma de los acoplamientos individuales proporcionados por cada una de ellas.

#### 3.5.3.4. Combinación lineal de ranuras: medidas de prototipos implementados

En este apartado se presenta la validación experimental del efecto de combinar varias ranuras para acoplar dos resonadores adyacentes. Para esto, se han considerado también las mismas ranuras de acoplamiento eléctrico y magnético de la tabla 3.1 y se han propuesto varios supuestos de combinación similares a los del apartado previo. No obstante, en este caso dichas combinaciones se han simulado bajo condiciones más realistas, para que sean consistentes con los prototipos fabricados y medidos.

En este apartado se presenta la validación experimental de la hipótesis de ‘combinación lineal’. Los diseños fabricados son similares a los presentados en la sección anterior (mismas secciones y posiciones de ranuras) con la salvedad de que el grosor de cada uno de los resonadores es  $h_{res} = 0,520$  mm, es decir, el doble que en el apartado anterior. La razón de esta diferencia es que, para poder usar el mismo ‘stack up’ y tipo de estructura de acoplo a los puertos originalmente propuesta, ha sido necesario eliminar los planos de metalización ‘GND\_12’ y ‘GND\_34’. De este modo, el plano conductor en común entre los dos resonadores se corresponde con el plano de metalización ‘GND\_23’ de la figura 3.2 y el grosor de los resonadores se dobla. Otra pequeña diferencia con el apartado anterior es que, para cargar poco a los resonadores, se han usado estructuras de acceso que implementan un  $Q_{ext} = 1750$ , aproximadamente. En

la figura 3.13 se muestran sendas vistas, 3D y en planta, de una de las estructuras fabricadas (específicamente del caso  $k_h + k_e + k_h$ ).

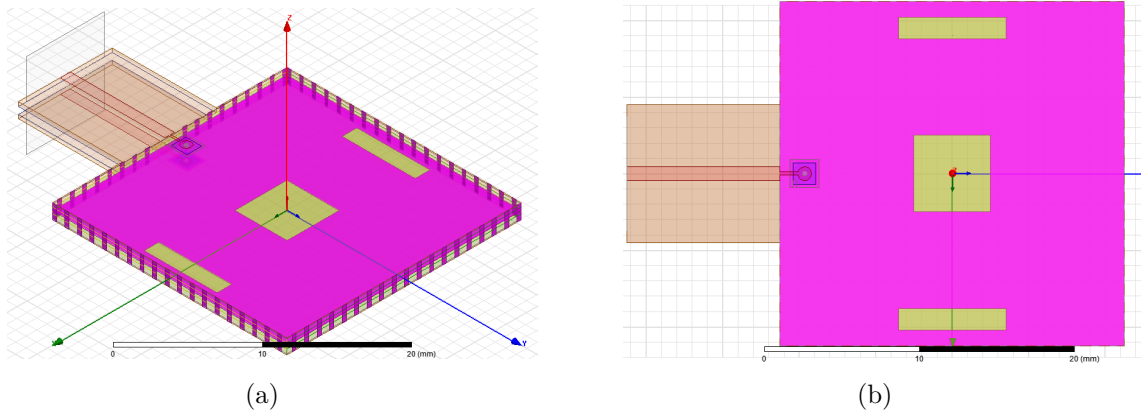


Figura 3.13: Imágenes de la estructura simulada en HFSS y construida para su fabricación y medida. (a) Vista 3D, donde se destacan los “via-holes” laterales y el plano ‘GND\_23’ que separa y comparten los dos resonadores. (b) Vista en planta de la estructura donde se destaca el plano ‘GND\_23’ y el tipo de estructura utilizada para acceder al filtro.

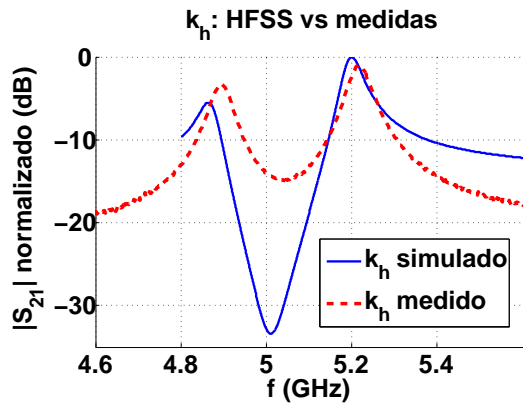
Las condiciones de simulación para este experimento son también parcialmente distintas de las mencionadas en la sección 3.4. Aunque se ha seguido considerando que el grosor de los metales es infinitesimal, hay dos cambios importantes:

- Se han incluido las pérdidas del dieléctrico y también la de los conductores.
- El apantallamiento vertical no se ha realizado mediante planos eléctricos perfectos y continuos, sino con planos con conductividad finita y discontinuos, con el objetivo de aproximar el comportamiento de los “via-holes” fabricados.

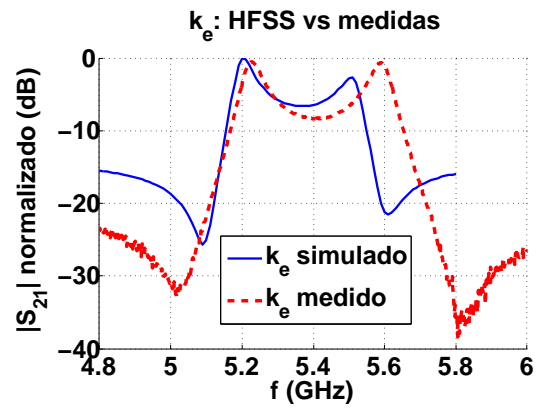
A continuación, se muestran los resultados obtenidos en cada prototipo, comparando las medidas realizadas con las simulaciones HFSS. La nomenclatura es idéntica a la de la sección anterior. Hay que destacar que en este apartado todas las curvas de ganancia de inserción mostradas se encuentran normalizadas respecto a su valor máximo. Esto es irrelevante a efectos del cálculo del acoplamiento, que solo depende de la posición en frecuencia de los picos de la curva de transmisión.

En la figura 3.14 se muestra una comparativa entre la simulación y las medidas en los casos de acoplar los resonadores mediante una única ranura: eléctrica y magnética. Se puede observar que la correlación entre la respuesta simulada y medida es razonablemente buena. La medida está ligeramente desplazada en frecuencia con respecto a la simulación, si bien dicho desplazamiento es inferior a 50 MHz.

Por su parte, en la figura 3.15 se muestran las simulaciones y las medidas de la ganancia de inserción correspondientes a las combinaciones de ranuras ‘ $k_h + k_h$ ’ y ‘ $k_h + k_e + k_h$ ’ respectivamente. Como ocurre con las ranuras individuales, en este caso las simulaciones y las medidas también presentan un desplazamiento frecuencial similar.

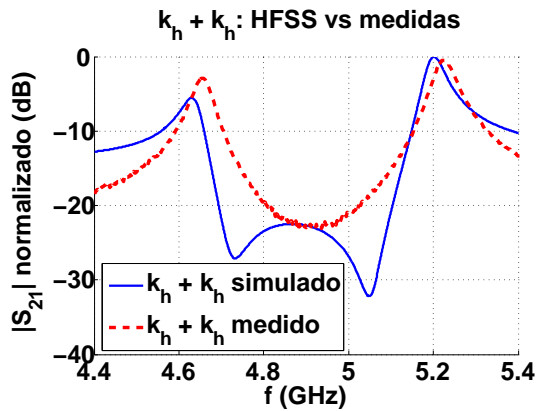


(a)

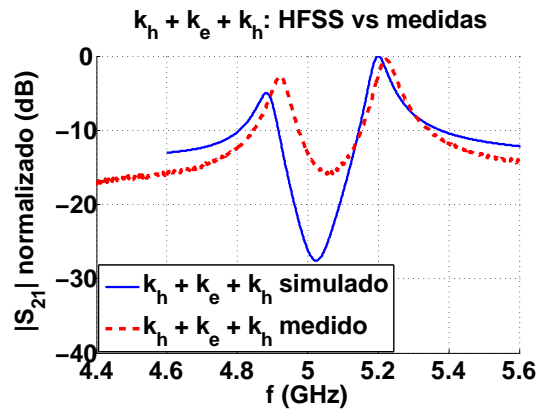


(b)

Figura 3.14: Comparativa entre HFSS y las medidas para dos resonadores acoplados a través de una única ranura, eléctrica  $k_e$  o magnética  $k_h$ , con el mismo valor absoluto de acoplamiento. (a) Comparativa de  $k_h$ . (b) Comparativa de  $k_e$ .



(a)



(b)

Figura 3.15: Comparativa entre HFSS y las medidas para dos resonadores acoplados a través de varias ranuras. (a) Caso de dos ranuras magnéticas  $k_h + k_h$ . (b) Caso de dos ranuras magnéticas y una eléctrica  $k_h + k_e + k_h$

Análogamente a como se ha procedido en el apartado previo, a partir de estas curvas se pueden calcular los módulos de los coeficientes de acoplamiento simulados y medidos, que se recogen en la tabla 3.3. Además de estos valores, en dicha tabla también se muestran los errores absolutos y relativos existentes entre los valores simulados y medidos.

	$k_h$	$k_e$	$k_h + k_h$	$k_h + k_e + k_h$
Valor simulado	0.0665	0.0578	0.1156	0.0628
Valor medido	0.0636	0.0670	0.1154	0.0591
Error absoluto	0.0029	0.0092	0.0002	0.0037
Error relativo	4.3 %	15.9 %	0.17 %	5.9 %

Tabla 3.3: Simulaciones y medidas del módulo del coeficiente de acoplamiento resultante en las distintas combinaciones de ranuras. En este caso el grosor de los resonadores es  $h_{res} = 0,520$  mm

Como se puede observar, los errores relativos cometidos en todas las combinaciones de ranuras de los experimentos planteados son del orden del 5 %, salvo en el caso de la ranura individual de carácter eléctrico, cuyo error relativo entre simulación y medida es de casi el 16 %. No obstante, este error se puede asumir en una primera aproximación, sobre todo teniendo en cuenta que los errores relativos observados en las combinaciones de ranuras son inferiores al 10 %. Con estos experimentos, se confirma la validez de la hipótesis de ‘combinacion lineal’ de ranuras.

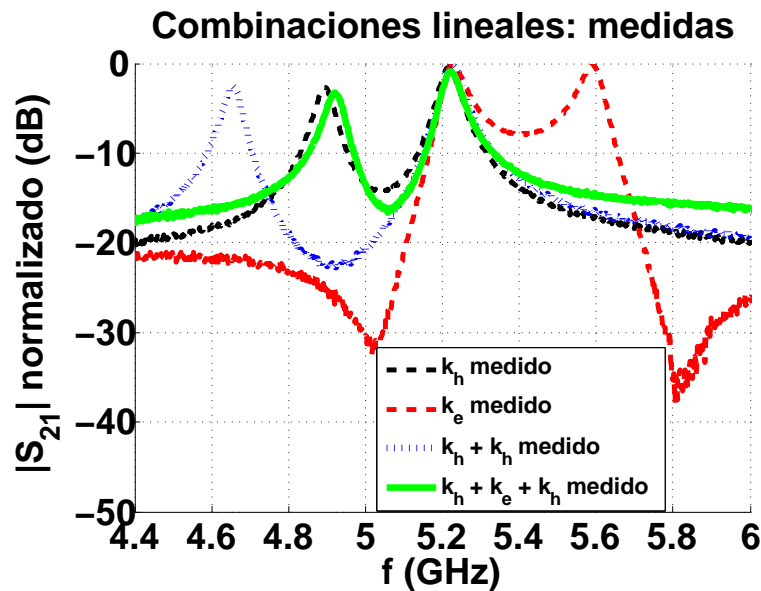


Figura 3.16: Comparativa de todas las medidas de las combinaciones de ranuras

Para resaltar gráficamente este comportamiento en la figura 3.16 se presentan superpuestas las medidas de todas las medidas realizadas. Es interesante fijarse en la

comparación de las curvas ' $k_h$ ' y ' $k_h + k_h$ ' donde se observa claramente que la separación en frecuencia del segundo caso casi duplica la del primero como prevé la hipótesis de 'combinación lineal'. Especialmente ilustrativa es la comparación de las curvas ' $k_h$ ' y ' $k_h + k_e + k_h$ ', donde se aprecia como en ambos casos las frecuencias de resonancia obtenidas son prácticamente coincidentes, lo que significa que el acoplamiento en el caso ' $k_h + k_e + k_h$ ' equivale al de una única ranura magnética. Este resultado confirma la cancelación aproximada de los acoplamientos introducidos por la ranura de acoplamiento eléctrico y una de las ranuras de acoplamiento magnético.

Por último, a raíz de resultados prácticos obtenidos, también se pueden extraer conclusiones a cerca de la influencia de los cambios de grosor en los resonadores sobre el acoplamiento introducido por las ranuras. En los apartados 3.5.1 y 3.5.2 se observó que el valor de acoplamiento proporcionado por una ranura se puede considerar independiente del grosor de los resonadores, dentro del rango de grosores que se pueden fabricar. En la tabla 3.4 se presenta una comparativa para dos de las combinaciones de ranura estudiadas en este apartado y en el anterior. En concreto, se trata de las combinaciones: ' $k_h + k_h$ ' y ' $k_h + k_e + k_h$ '. En la tabla, los resultados de las simulaciones corresponden a un grosor de resonador  $h_{res} = 0,260$  mm. Sin embargo, las medidas se han tomado sobre prototipos en los que el grosor de los resonadores es el doble,  $h_{res} = 0,520$  mm.

	$k_h + k_h$	$k_h + k_e + k_h$
Valor simulado $h_{res} = 0,260$ mm	0.1248	0.0679
Valor medido $h_{res} = 0,520$ mm	0.1154	0.0591
Error absoluto	0.0094	0.0088
Error relativo	7.5 %	13 %

Tabla 3.4: Comparativa entre simulaciones y medidas del valor de acoplamiento de algunas combinaciones de ranuras con diferentes grosores de resonadores.

Con estos valores se calculan los errores absoluto y relativo cometidos en cada caso. Como se puede observar, el error relativo cometido es inferior al 15 %, incluso cuando en los prototipos fabricados los resonadores son el doble de gruesos que en las simulaciones consideradas. Esto demuestra que, al menos para la estructura PCB seleccionada y las dimensiones de los resonadores empleados, el acoplamiento global introducido por una combinación de ranuras se puede considerar independiente del grosor de los resonadores.

### 3.5.4. Chimeneas: propiedades y modelado

Hasta el momento se han considerado siempre ranuras que acoplan resonadores adyacentes. Sin embargo, para implementar los acoplamientos cruzados se ha propuesto utilizar las estructuras denominadas chimeneas, introducidas en la sección 3.3. El objetivo fundamental de una chimenea  $CHMN_{i,j}$  es producir un acoplamiento cruzado entre

los resonadores  $RES_i$  y  $RES_j$ . Para esto, una chimenea se compone de varias ranuras solapadas verticalmente, dando lugar a chimeneas uniformes o no uniformes<sup>11</sup>.

Por su forma de construcción, una chimenea es un elemento de acoplo muy diferente de los usados tradicionalmente en el diseño de filtros donde, habitualmente, se buscan estructuras de acoplo que afecten únicamente a un coeficiente de la matriz de acoplo. Por el contrario, la introducción de una chimenea  $CHMN_{i,j}$  no sintetiza únicamente el elemento  $k_{ij}$  de la matriz de acoplamiento, sino que afecta a todos y cada uno de los acoplamientos existentes entre los resonadores que atraviesa (esto ya se ilustró en la figura 3.5 de la sección 3.3). Por esta razón, la caracterización precisa de la matriz de acoplamiento que sintetiza una determinada chimenea es una labor complicada que, por supuesto, no puede llevarse a cabo con la misma técnica usada (en la sección 2.3.3) para caracterizar el acoplamiento entre una pareja de resonadores. Por este motivo, y dado el enfoque experimental de esta Tesis, se ha preferido realizar una serie de hipótesis sobre las propiedades de las chimeneas que permita obtener al menos un modelo cualitativo aproximado de su comportamiento.

El objetivo de estas hipótesis es facilitar el diseño de filtros y obtener unas dimensiones iniciales que permitan, con un esfuerzo razonable, optimizar el filtro final en el que se utilicen. Ninguna de estas suposiciones han sido demostradas explícitamente, a diferencia de las pruebas que sí se han realizado en los apartados previos para el caso de ranuras entre resonadores adyacentes. No obstante, la aplicación de estas hipótesis en la estrategia de diseño seguida, ha resultado muy satisfactoria para la realización de los distintos filtros SIW implementados experimentalmente.

A continuación, se presentan las hipótesis que se han considerado en el diseño de las chimeneas:

- (a) **Estructura de la matriz de acoplamiento de una chimenea:** Una chimenea  $CHMN_{i,j}$  produce acoplamientos entre todos los resonadores implicados en la estructura. Esto es, entre todos los resonadores comprendidos entre los resonadores  $RES_i$  y  $RES_j$ , ambos incluidos. Por tanto, una chimenea  $CHMN_{i,j}$  no sólo implementa un acoplamiento cruzado entre los resonadores de sus extremos, sino que adicionalmente crea acoplamientos entre el resto de resonadores afectados por esta estructura. A los acoplamientos no deseados generados por una chimenea se les denominará en general como “acoplamientos heredados”. Por ejemplo, en el caso de una chimenea  $CHMN_{1,4}$  en una estructura de cuatro resonadores, esta hipótesis implica que la matriz de acoplamiento esperada de la chimenea sea del tipo

$$M_{CHMN_{14}} = \begin{bmatrix} - & k_{h1} & k_{h2} & k_d \\ - & - & k_{h3} & k_{h4} \\ - & - & - & k_{h5} \\ - & - & - & - \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

donde los elementos  $k_{h,i}$  representan los acoplamientos heredados y el elemento  $k_d$  es el acoplamiento deseado. De la misma manera, para la chimenea de orden

<sup>11</sup>Dependiendo de si todas las ranuras implicadas tienen exactamente la misma forma y ubicación en la planta de los resonadores o no.



3,  $\text{CHMN}_{1,3}$  la matriz sintetizada sería

$$\mathbf{M}_{\text{CHMN}_{13}} = \begin{bmatrix} - & k_{h1} & k_d & 0 \\ - & - & k_{h2} & 0 \\ - & - & - & 0 \\ - & - & - & - \end{bmatrix}. \quad (3.13)$$

Por simplicidad, en esta representación matricial sólo se indican los elementos por encima de la diagonal principal: se supondrá que la matriz de acoplamiento es simétrica respecto a la diagonal principal y el posible efecto de las chimeneas sobre los valores de los autoacoplamientos se tratará más adelante.

- (b) **Superposición de chimeneas:** Esta hipótesis se basa en extender a las chimeneas una de las características comprobadas para las ranuras: el concepto de combinación lineal de los acoplamientos. Atribuir al elemento chimenea la propiedad de combinación lineal del elemento ranura implica que en el caso de que se tengan varias chimeneas, se supondrá que los acoplamientos producidos por cada una de ellas se puedan combinar linealmente con los acoplamientos producidos por las demás. Esta suposición resulta clave en el caso de que se desee cancelar, los acoplamientos cruzados heredados de una chimenea. Por ejemplo, si se propusiera una chimenea  $\text{CHMN}_{i,j}$  con la intención de producir un acoplamiento  $k_{i,j}$  y sólo se deseara dicho acoplamiento cruzado, esta hipótesis implica que se podría crear una o varias chimeneas adicionales para cancelar aproximadamente el resto de acoplamientos cruzados heredados. Para esto, estas chimeneas adicionales serían de órdenes inferiores y tendrían un área y ubicación seleccionadas para intentar implementar un acoplamiento de igual valor que  $k_{i,j}$  pero de signo contrario.
- (c) **Asincronía introducida por una chimenea:** Se supondrá que las chimeneas no tienen efectos prácticos sobre las asincronías que sufran los resonadores debido a las estructuras de acoplamiento. Esta hipótesis se basa en el concepto de combinación lineal anterior. De acuerdo a esto, la suma algebraica de los acoplamientos producidos por todas las ranuras que existan en la tapa metálica superior o inferior de un resonador SIW deberá ser igual al valor del acoplamiento adyacente entre los dos resonadores que comparten dicho plano metálico, independientemente de si esas ranuras pertenecen a chimeneas o no. Por tanto, se supondrá que sólo los valores de los acoplamientos adyacentes tienen un efecto práctico sobre las asincronías sufridas por los resonadores.
- (d) **Matriz de acoplamiento de una chimenea:** En este punto se extrapola a las chimeneas el hecho, constatado al analizar dos resonadores acoplados, de que el valor del acoplamiento producido por una ranura determinada permanece aproximadamente constante independientemente del grosor de los resonadores. A partir de esta idea, se postulan las siguientes hipótesis para las chimeneas uniformes y no uniformes.



- (d).1 CHIMENEAS UNIFORMES: En el caso de chimeneas uniformes, todos los acoplamientos introducidos por una chimenea se supondrán aproximadamente iguales. Concretando en el mismo caso anterior esto implica que la matriz de acoplamiento esperada de la chimenea  $\text{CHMN}_{1,4}$  sería aproximadamente

$$\mathbf{M}_{\text{CHMN}_{14}} = \begin{bmatrix} - & k_d & k_d & k_d \\ - & - & k_d & k_d \\ - & - & - & k_d \\ - & - & - & - \end{bmatrix}, \quad (3.14)$$

donde  $k_d$  sería el valor de acoplamiento obtenido para una ranura del mismo tamaño y ubicación que la chimenea, situada entre dos resonadores adyacentes. Además, los valores de todos los acoplamientos introducidos por una chimenea uniforme, se supondrán invariantes con la altura u orden de la chimenea correspondiente. Esta hipótesis lo que implica es que en el caso de que se diseñaran dos chimeneas exactamente iguales en área y ubicación pero con alturas u órdenes distintos, los valores de los acoplamientos serían aproximadamente iguales. Es decir, siguiendo con el ejemplo anterior, la matriz de acoplamiento esperada de una chimenea  $\text{CHMN}_{1,3}$  con la misma sección que la chimenea  $\text{CHMN}_{1,4}$  anterior sería aproximadamente

$$\mathbf{M}_{\text{CHMN}_{13}} = \begin{bmatrix} - & k_d & k_d & 0 \\ - & - & k_d & 0 \\ - & - & - & 0 \\ - & - & - & - \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

- (d).2 CHIMENEAS NO UNIFORMES: Como se comentó en el apartado 3.3, una chimenea no uniforme es aquella que posee alguna ranura de tamaño diferente a las demás, o ubicada en una posición diferente. Por tanto, en una chimenea no uniforme sus ranuras no se superponen de forma exacta cuando se observa la chimenea desde la vertical. En la figura 3.17 se muestra la vista en planta de una chimenea no uniforme genérica,  $\text{CHMN}_{1,4}$ . La chimenea conecta los cuatro resonadores de un filtro de orden 4. En la figura 3.17(a) aparece el perfil de cada una de las ranuras que componen la chimenea, se puede observar que son todas diferentes.

La matriz de acoplamientos de la chimenea no-uniforme de orden 4 tiene la forma

$$\mathbf{M}_{\text{CHMN}_{14}} = \begin{bmatrix} - & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ - & - & k_{23} & k_{24} \\ - & - & - & k_{34} \\ - & - & - & - \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Obviamente, los elementos de la primera diagonal  $k_{12}$ ,  $k_{23}$  y  $k_{34}$ , correspondientes a los acoplamientos entre resonadores adyacentes, coinciden con los acoplamientos de las respectivas ranuras. En cuanto a los acoplamientos cruzados, la hipótesis realizada es que estos dependen del área de la intersección de todas las ranuras existentes entre los dos resonadores en cuestión (área

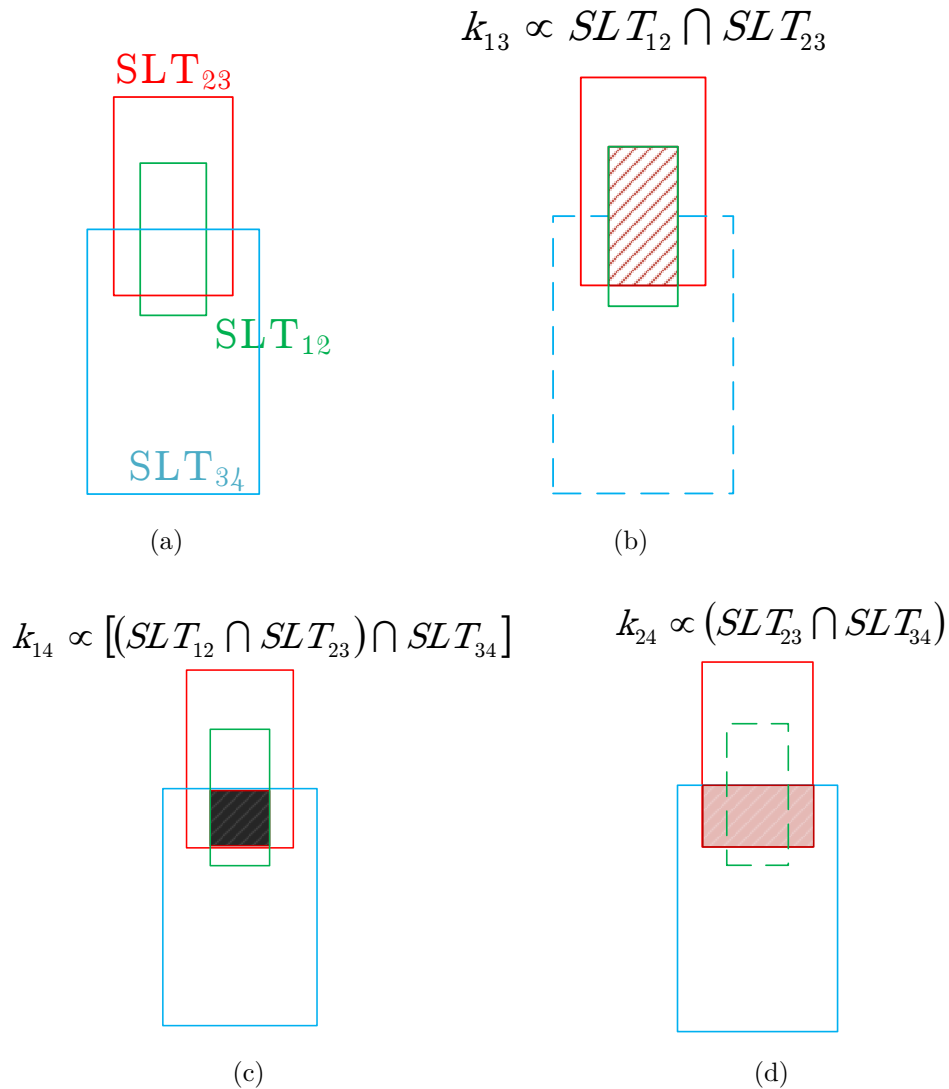


Figura 3.17: Superposición de ranuras en una chimenea no uniforme  $\text{CHMN}_{1,4}$ . (a) Identificación de ranuras de la chimenea. (b) Área efectiva del acoplamiento entre el resonador 1 y el 3, correspondiente al solapamiento entre las ranuras  $SLT_{12}$  y  $SLT_{23}$ . (c) Área efectiva del acoplamiento entre el resonador 1 y el 4, correspondiente al solapamiento entre las ranuras  $SLT_{12}$ ,  $SLT_{23}$  y  $SLT_{34}$ . (d) Área efectiva del acoplamiento entre el resonador 2 y el 4, correspondiente al solapamiento entre las ranuras  $SLT_{23}$  y  $SLT_{34}$ . En las figuras 3.17(b) y 3.17(d) las ranuras que no intervienen en el acoplamiento se han dibujado con traza discontinua.

efectiva). Esta hipótesis puede entenderse con ayuda de la figura 3.17. En la figura 3.17(b) se muestra como el elemento  $k_{13}$  se puede calcular como el acoplo que provocaría la ranura intersección  $SLT_{12} \cap SLT_{23}$ . De la misma forma, las figuras 3.17(c) y 3.17(d) muestran el mismo concepto para los elementos  $k_{14}$  y  $k_{24}$ , respectivamente. De esta descripción queda claro que las chimeneas no uniformes ofrecen una gran flexibilidad en el diseño de matrices de acoplamiento. Sin embargo, debe notarse que, dado que los acoplamientos dependen de la intersección de las ranuras existentes entre ellos, este tipo de elemento siempre sintetiza matrices cuyos acoplamientos adyacentes son mayores que los cruzados. De la misma manera, los acoplamientos cruzados más lejanos (es decir, más apartados de la diagonal principal) tendrán valores más pequeños que los más próximos. Por esta razón, como se verá más adelante en los casos prácticos de diseño, una chimenea no uniforme surge casi siempre de la ampliación de algunas de las ranuras interiores de una chimenea uniforme para conseguir mayor intensidad en los acoplamientos entre los resonadores interiores.

### 3.6. Estudio de los elementos del filtro: Estructuras de acoplamiento con los puertos

En esta sección se presenta la estructura que se ha utilizado en los prototipos de filtros SIW para acoplar las líneas de acceso a los puertos de los filtros con el primer y el último resonador. El diseño de estos elementos determina el valor del factor de calidad externo,  $Q_{ext}$ , en cada puerto. La estructura que se presenta es una alternativa adicional a las distintas topologías que se pueden encontrar en la bibliografía. En general, en la literatura se pueden distinguir los siguientes tipos de estructuras de acceso en el ámbito de los filtros SIW:

**Líneas de acceso con “taper”:** En algunos diseños tanto monocapa como multicapa el acceso al primer y último resonador de un filtro SIW se realiza aumentando progresivamente la anchura de la pista de entrada hasta cortocircuitarla con la tapas exteriores de los resonadores correspondientes, [40, 61].

**Líneas de acceso incrustadas mediante ranuras:** En otros diseños, también monocapa o multicapa, se suele prolongar la línea de acceso más allá del borde de las tapas metálicas del resonador correspondiente. Para esto, se crean ranuras a los lados de la pista, con el objetivo de incrustarla dentro de la superficie del resonador. En estos casos la tapa metálica externa del primer o último resonador se ve alterada tanto por la pista de acceso como por los “gaps” que dicha pista lleva asociados. Ejemplos de este tipo de estructura se encuentran en [38, 39, 26, 42, 46]. Estos dos tipos de accesos son probablemente los más utilizados debido a que se pueden utilizar tanto en filtros SIW monocapa como en los multicapa.

**Líneas de acceso acopladas mediante ranura:** Este tipo de realizaciones sólo puede implementarse en estructuras multicapa. La implementación de  $Q_{ext}$  consiste

en acoplar la línea de acceso con el primer o el último resonador mediante la existencia de alguna ranura en la tapa metálica más externa de éste. En estas circunstancias las líneas de acceso nunca modifican la tapa externa de los resonadores, ya que se ubican en niveles de metalización superiores (o inferiores). En la tapa externa del resonador correspondiente se crea una ranura con un determinado solapamiento vertical con la pista de acceso. Así, el factor de calidad externo se implementa mediante el acoplamiento producido por el solapamiento vertical entre la pista de acceso y el resonador a través de la ranura [62, 60, 58].

**Accesos mediante postes verticales:** En algún caso particular multicapa se ha implementado el  $Q_{ext}$  mediante una estructura vertical constituida por un “*via-hole*” que conecta la línea de acceso con el interior de la cavidad del resonador correspondiente. En este tipo de construcciones, la pista de acceso al resonador correspondiente acaba en un “*via-hole*” que se introduce en la cavidad del resonador. Este poste no llega a cortocircuitar con la otra tapa del resonador, sino que en su otro extremo queda desconectado. Esta estructura implementa el  $Q_{ext}$  mediante el acoplamiento que produce el poste metálico con la cavidad del resonador en la que se introduce [35].

**Accesos mixtos con “*microvias*”:** En algunos casos multicapa, a la estructura de “*stack-up*” determinada por los resonadores SIW del filtro se le añaden niveles adicionales de dieléctrico por fuera de los resonadores externos. En [64] se añade un “*prepreg*” adicional por encima de la tapa externa de los resonadores. Esto crea un nuevo nivel de metalización “*Top*” por fuera de los resonadores, que permite usar el área ocupada por éstos para ubicar dispositivos de montaje superficial. En este caso, mediante estos componentes se logra electrónicamente modificar la frecuencia de resonancia fundamental de los resonadores. Además, el acceso al primer y último resonador del filtro, se implementa en dos pasos: en primer lugar se usa una “*microvia*” para unir la pista de acceso en el nivel “*Top*” con el nivel de metalización en el que se encuentra la tapa externa del resonador correspondiente. En segundo lugar, una vez en este nivel de metalización, se aplica el primer tipo de acceso comentado previamente, implementando un acceso al resonador en forma de “*taper*”. Todos estos elementos se dimensionan para ajustar el valor deseado de  $Q_{ext}$ .

La solución propuesta en esta sección representa una alternativa adicional a las estructuras anteriores. La estructura utilizada en los filtros implementados supone una solución híbrida entre dos de los tipos de accesos presentados previamente: es un acceso mixto que usa “*microvias*”, similar a [64], combinado con una línea de acceso acoplada al resonador mediante ranuras abiertas en las tapas exteriores del mismo.

La estructura propuesta puede verse en las figuras 3.18 y 3.19. En la figura 3.18 se presenta una vista de perfil de un filtro formado por 4 resonadores con el “*stack-up*” definido en la sección 3.2. Las líneas horizontales de color rojo y trazo discontinuo representan las tapas metálicas de los distintos resonadores. Las líneas verticales de color azul representan las “*buried vias*” que implementan las paredes metálicas verticales

de los resonadores. Las trazas azules continuas delimitan las esquinas de los resonadores mientras que las de trazo discontinuo representan “buried vias” intermedias de las paredes verticales.

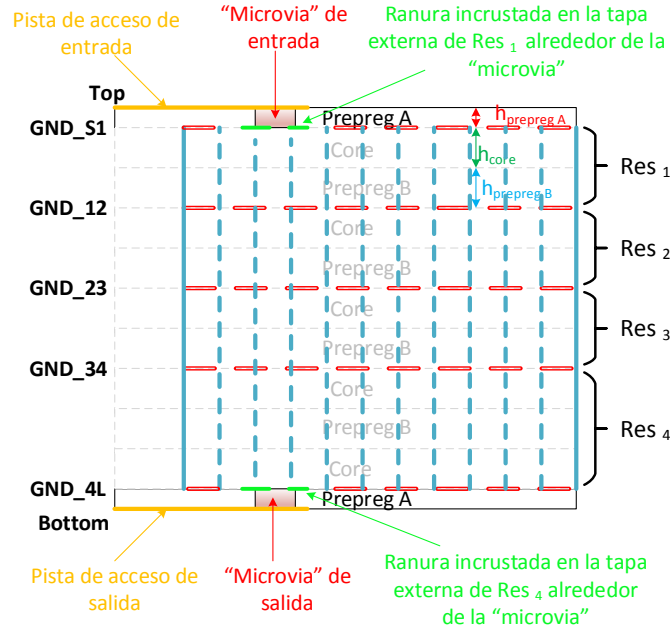


Figura 3.18: Vista de perfil de la estructura utilizada para implementar el  $Q_{ext}$  en los filtros SIW. En esta vista se destacan y se indican separadamente los tres tipos de elementos que forman la estructura: pista de acceso, “microvia” y modificación sufrida por la tapa externa del resonador correspondiente, consecuencia de la ranura abierta en dicha tapa.

En esta figura se han destacado los tres elementos fundamentales mediante los que se construye el acceso mixto descrito. Este acceso mixto consta de: una línea de acceso, indicada en color naranja, una “microvia”, en color rojo, y una ranura abierta en la tapa metálica externa del resonador correspondiente, representada conceptualmente con una línea de trazo discontinuo de color verde justo bajo la “microvia”. Como se observa, la pista de acceso reside en el nivel de metalización “Top” (o “Bottom”) separada de las tapas externas de los resonadores. Esta pista de acceso comienza antes de que se definan las paredes verticales de los resonadores y discurre sobre el área de los resonadores una cierta distancia hasta llegar a la “microvia”. Cuando la pista de acceso llega a la “microvia”, ésta conecta la pista de acceso con la tapa externa del resonador. En esta conexión aparece el tercer elemento de la estructura de acoplamiento. En la tapa externa del resonador se incrusta una ranura alrededor de la “microvia” cuya forma y tamaño tiene una influencia importante sobre el valor de  $Q_{ext}$  implementado. En esta vista de perfil dicha geometría no se puede apreciar apropiadamente. No obstante, en el apéndice E se presenta una descripción cualitativa de la estructura, detallando mejor estos tres elementos y, especialmente, esta ranura incrustada.

Esta estructura se ha heredado de otros diseños ajenos a esta Tesis y se ha aplicado a los filtros SIW que se presentan. Las prestaciones en términos de  $Q_{ext}$  son similares

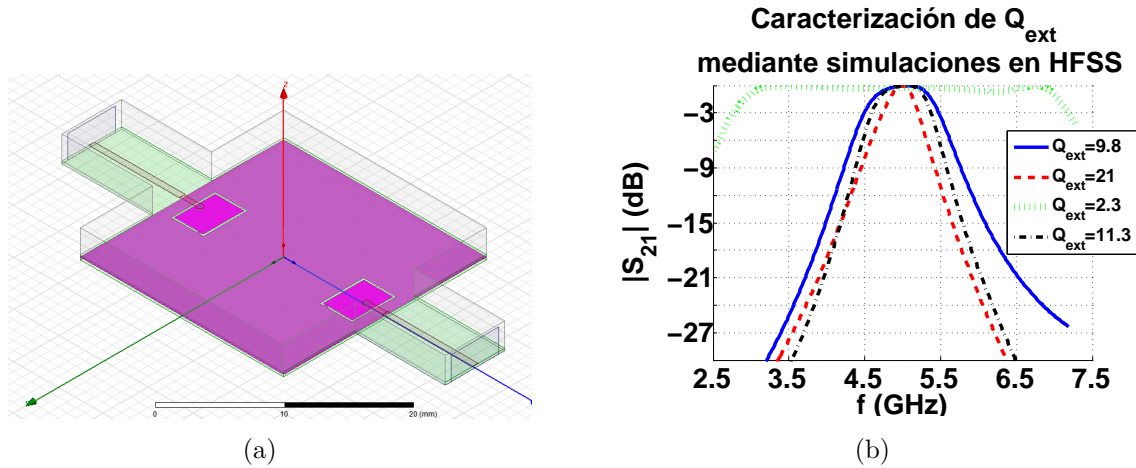


Figura 3.19: Ejemplo de simulaciones realizadas en HFSS para la caracterización de  $Q_{ext}$ . (a) Vista 3D de una estructura simulada en HFSS. (b) Simulaciones de los coeficientes de transmisión obtenidos y asociados a diferentes valores de  $Q_{ext}$ .

a las de los otros tipos de accesos comentados con anterioridad. La caracterización del  $Q_{ext}$  se ha efectuado aplicando el procedimiento descrito en la sección 2.3.3.1. En la figura 3.19(a) se muestra un ejemplo del tipo de estructura 3D simulada en HFSS para dicha caracterización. En esta figura también se puede apreciar como la ranura incrustada en la tapa externa del resonador tiene una forma rectangular alrededor de la “microvia”. En general, esta es la forma utilizada para este elemento en todos los filtros SIW diseñados.

En la figura 3.19(b) se muestran distintas curvas de coeficiente de transmisión resultantes de las simulaciones correspondientes en HFSS. Cada una de estas curvas están asociadas a varios diseños de  $Q_{ext}$ . Los valores de  $Q_{ext}$  asociados a cada curva se indican en la figura. Como se puede observar, con este tipo de estructuras se pueden implementar valores de  $Q_{ext}$  muy variados. A modo de ejemplo se muestran algunas curvas obtenidas en HFSS que proporcionan valores de  $Q_{ext}$  desde 2,5 hasta 21, aproximadamente.

Por último, en el apéndice E se presenta una descripción más detallada de los parámetros geométricos de la estructura y se comenta cualitativamente el efecto del ajuste de cada una de las dimensiones sobre el valor de  $Q_{ext}$ .

### 3.7. Estrategia de diseño de filtros SIW acoplados por ranura

En esta sección se presenta la estrategia de diseño que se ha aplicado en la realización de los filtros SIW desarrollados. Esta estrategia establece un único proceso de diseño que ha permitido realizar una gran variedad de filtros SIW con especificaciones eléctricas muy diversas. La técnica de diseño se basa en todos los elementos e hipótesis descritos previamente. A continuación, se resumen algunos de los aspectos comunes de los diseños que se van a presentar:

1. Todos los diseños están basados en la estructura PCB multicapa presentada en la sección 3.2. Por tanto, todos los filtros son de orden 4 y, además, todos los resonadores deben tener la misma planta (debido a las mencionadas limitaciones de fabricación de los “*via-holes*”).
2. El  $Q_{ext}$  se ha implementado en todos los filtros mediante la estructura de acceso presentada en la sección 3.6.
3. Los resonadores usados en todos los diseños son los resonadores SIW presentados en la sección 3.4. Todos los filtros se han diseñado a la misma frecuencia, por lo que en todos los casos la frecuencia de resonancia original de cada resonador aislado se ha fijado a  $f_{110} = 5,27$  GHz, lo que implica que la anchura y longitud iniciales de los resonadores sean  $w_{res} = l_{res} = 22,5$  mm. Esta decisión se ha tomado para agilizar la caracterización de las ranuras usadas en todos los diseños, ya que evita tener que realizar barridos individualizados de ranuras para cada prototipo. Para realizar el ajuste fino de la frecuencia de resonancia de los resonadores, se han utilizado tres mecanismos: leves modificaciones sobre los valores originales de  $w_{res} = l_{res}$ , el uso de ranuras adicionales en las tapas exteriores de los resonadores<sup>12</sup> y la inclusión de “*via-holes*” que cortocircuiten únicamente las tapas de los resonadores cuya frecuencia de resonancia se desee modificar.
4. Los elementos utilizados para implementar los acoplamientos adyacentes y cruzados son las ranuras y las chimeneas, respectivamente. Estos elementos se han analizado en la sección 3.5 y sus propiedades son las que más condicionan la estrategia de diseño desarrollada. A continuación se resumen brevemente las características principales que se asumen para las ranuras y chimeneas.
  - Para las ranuras:
    - Según su forma y ubicación permiten implementar acoplamientos de ambos signos.
    - Se aplica el principio de superposición.
    - Las ranuras provocan asincronías cuyo valor en módulo es igual al acoplamiento que introducen.
  - Para las chimeneas:
    - Una chimenea de sección uniforme introduce el mismo acoplamiento mutuo entre todos los resonadores afectados, de valor igual al acoplamiento introducido por una ranura de la misma sección.
    - Una chimenea no uniforme introduce acoplamientos entre todos los resonadores implicados donde todos tienen el mismo signo pero no todos tienen el mismo valor. En general, el valor del acoplamiento entre dos resonadores pertenecientes a una chimenea no uniforme se aproximará por el valor

---

<sup>12</sup>Esta técnica solo es aplicable en los dos resonadores de los extremos.



de acoplamiento que produciría una ranura equivalente cuyas dimensiones y ubicación coincidan con el área efectiva que esa chimenea tiene para esa pareja de resonadores.

- También se aplica el principio de superposición, como en el caso de las ranuras. Esto permite que las matrices de acoplamiento asociadas a las chimeneas puedan sumarse algebraicamente.
- A efectos prácticos se supondrá que en el proceso de diseño las chimeneas no produce asincronías sobre los resonadores.

Una vez que se han resumido brevemente los elementos que forman parte de la estrategia de diseño y sus principales características e interdependencias, a continuación se presenta la estrategia en sí misma. Posteriormente, se realizan algunos comentarios prácticos adicionales que se han tenido en cuenta para facilitar el diseño de los prototipos implementados.

### 3.7.1. Algoritmo desarrollado para el diseño de los filtros SIW

En este apartado se presenta el algoritmo de diseño que se ha utilizado para los filtros SIW implementados en esta Tesis.

El objetivo del algoritmo es establecer un procedimiento que permita de forma ordenada y sistemática, no solo diseñar los prototipos de filtros SIW que se presentan en esta Tesis, sino también que pueda ser utilizado con éxito para obtener otros diseños diferentes que pudieran necesitarse.

En la figura 3.20 se muestra un diagrama de flujo que resume el algoritmo propuesto. En este esquema se definen los pasos de diseño y el orden de ejecución de cada uno de ellos. Como se aprecia en la figura, en la estrategia de diseño se han definido dos fases distintas denominadas ‘fase 1’ y ‘fase 2’. Estas fases se diferencian en el objetivo último de cada una.

El objetivo de la fase 1, o fase de prediseño, es proponer unas dimensiones iniciales para los distintos elementos del filtro: resonadores, estructuras de acoplamiento con los puertos, ranuras y chimeneas. Las dimensiones iniciales de estos elementos se obtienen por separado. La ventaja de este procedimiento es que permite obtener las dimensiones preliminares de todas las partes del filtro de forma simple y computacionalmente eficiente. La desventaja obvia es que, debido a las aproximaciones realizadas, el comportamiento real del filtro estará demasiado alejado de las especificaciones deseadas, por lo que es necesario realizar un posterior reajuste del diseño.

El objetivo de la fase 2, o fase de optimización, es llevar a cabo el ajuste de la geometría de los elementos obtenidos de la fase 1. En la fase 2 se trabaja con el filtro completo, constituido por todos los elementos obtenidos previamente en la fase 1. Las razones por las que el proceso de optimización se ha realizado sobre el filtro completo son dos: i) En la práctica, los elementos que forman el filtro no son estrictamente independientes entre sí y ii) la caracterización de las chimeneas como elemento individual es compleja, por lo que no se dispone de un modelo exacto de las mismas. Por todo ello, lo que se propone es partir de las dimensiones preliminares y ajustar sus dimensiones de forma indirecta. Es decir, ajustar las dimensiones de las chimeneas para optimizar



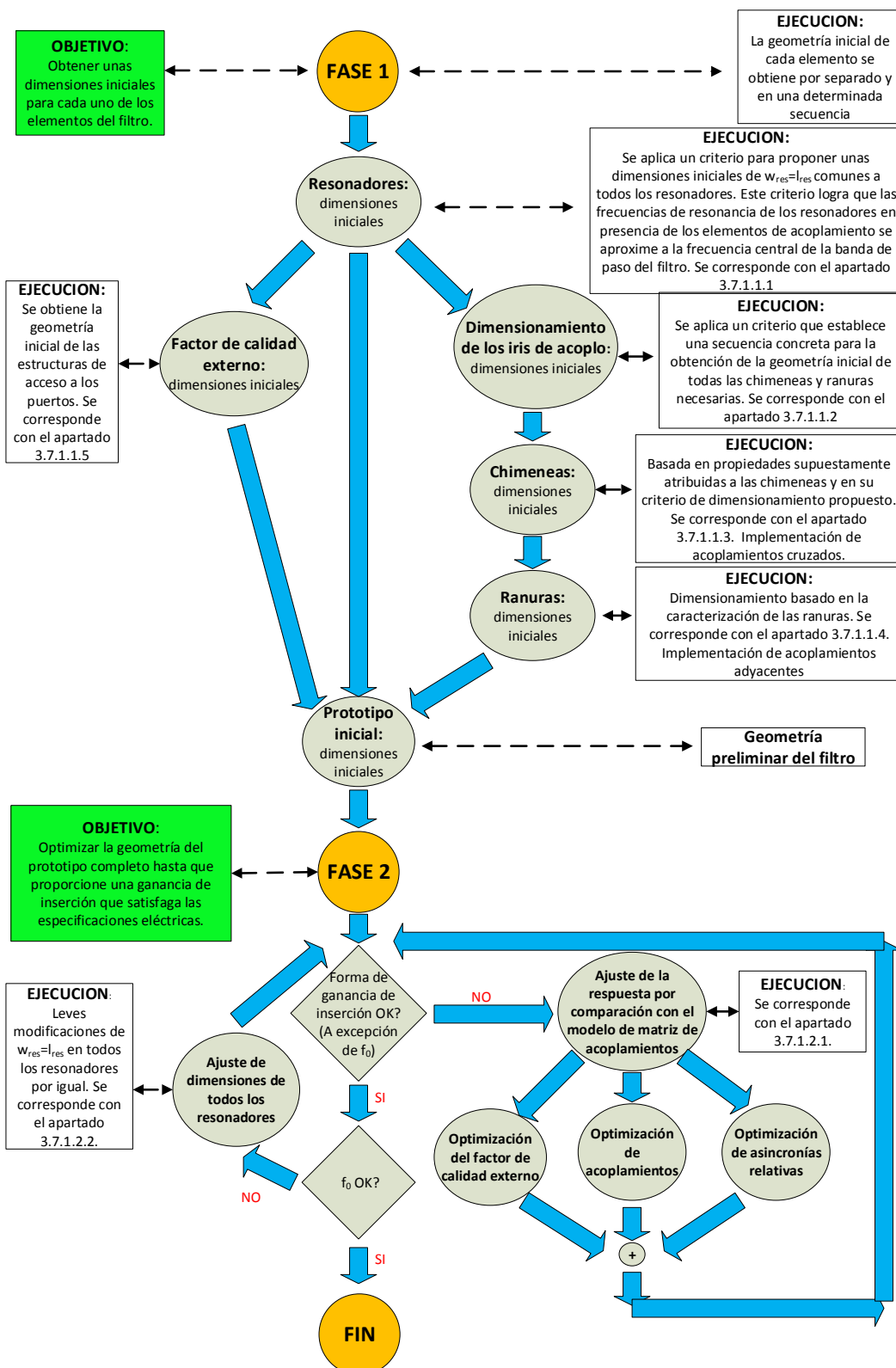


Figura 3.20: Diagrama de flujo con el algoritmo de diseño aplicado en la realización de los prototipos SIW.

la respuesta del filtro completo. En definitiva, en esta fase 2 no se realiza una optimización de cada elemento de forma independiente, sino que se optimiza la geometría global del filtro para intentar ajustar su respuesta a las especificaciones de diseño. En cada paso de optimización se puede modificar la geometría de uno o varios elementos a la vez, según convenga, teniendo en cuenta el proceso de optimización que se defina.

A continuación, se discuten los distintos pasos de diseño que constituyen tanto la fase 1 como la fase 2. Se comenta la secuencia en la que se deben ejecutar y los criterios propuestos para la ejecución de cada paso.

### 3.7.1.1. Algoritmo de diseño: Fase 1

El primer paso de la fase 1 es la determinación de las dimensiones iniciales de los resonadores, pues estas dimensiones influyen en los valores de acoplamiento de ranuras y chimeneas y también en las estructuras de acoplo que implementan el factor de calidad externo. Por tanto, la obtención de las dimensiones iniciales de los resonadores deben determinarse en primer lugar.

#### 3.7.1.1.1 FASE 1: DETERMINACIÓN DE LAS DIMENSIONES INICIALES DE LOS RESONADORES

Debido a las limitaciones tecnológicas de fabricación ya mencionadas, todos los resonadores se dimensionan con la misma planta y además se eligen cuadrados, es decir,  $w_{res} = l_{res}$ .

La determinación de las dimensiones iniciales de los resonadores sería trivial (se aplicaría la ecuación (3.1) para ajustar la frecuencia de los resonadores SIW al centro de la banda de paso) si no fuera porque, como se vio en la sección 3.5.3.2, el acoplamiento de dos resonadores mediante una ranura introduce una cierta asincronía. Para contemplar este efecto se han tenido en cuenta dos aspectos:

- Como se muestra en el apéndice A, la introducción de una ranura que produce un valor de acoplamiento normalizado  $\bar{k}$  introduce una asincronía normalizada cuyo módulo coincide con el valor de  $|\bar{k}|$ .
- En general, la sintonía de los resonadores internos del filtro se ve afectada por las ranuras por partida doble (cada resonador de las capas internas del filtro está acoplado a dos resonadores adyacentes).

Como en la práctica suele ser habitual que los valores de los acoplamientos adyacentes de una matriz sean del mismo signo y tengan un módulo parecido, si se realiza esta aproximación (y de acuerdo a los dos puntos anteriores) se puede inferir que la asincronía normalizada que sufrirá un resonador interno en un filtro SIW de resonadores apilados verticalmente tendrá un valor en módulo igual a  $2|\bar{k}|$ , siendo  $\bar{k}$  el valor del mayor acoplamiento adyacente normalizado de la matriz.

De forma práctica, la aplicación del criterio anterior para determinar las dimensiones iniciales de los resonadores consiste en simular, para distintos tamaños de resonadores, dos resonadores acoplados por ranura, hasta lograr que simultáneamente se obtenga:

- Que la frecuencia de resonancia del modo par de la estructura<sup>13</sup> coincida con la frecuencia de central de la banda de paso del filtro.
- Que el valor de acoplamiento obtenido (medido a partir de la separación de los dos picos de resonancia) coincida con el acoplamiento adyacente de mayor intensidad que se desea implementar.

Como resultado de esta fase se tienen las dimensiones  $w_{res} = l_{res}$  de los resonadores del filtro y, siguiendo el grafo de la figura 3.20, el siguiente paso puede ser el dimensionado de los iris de acoplo que se usaran posteriormente en ranuras y chimeneas.

#### 3.7.1.1.2 FASE 1: DIMENSIONAMIENTO DE LAS RANURAS DE ACOPLAMIENTO

En este paso lo que se pretende es generar gráficas de diseño similares a las mostradas en las figuras 3.8 y 3.9. Así, el resultado de este paso será la obtención de unas gráficas de diseño que permitan conocer cuál debe de ser la geometría de una ranura para que implemente un valor de acoplamiento, eléctrico o magnético, deseado. Estas gráficas se obtienen mediante la simulación electromagnética de un par de resonadores acoplados a través de un iris de geometría variable. Como se describió en la sección 2.3.3, el factor de acoplamiento puede ser calculado a partir de la separación frecuencial entre las frecuencias características del coeficiente de transmisión simulado de la estructura. Los datos de acoplamiento obtenidos se utilizarán en los dos pasos siguientes para dimensionar las chimeneas y las ranuras que deben implementar, respectivamente, los acoplamientos cruzados y los adyacentes.

Los dos siguientes pasos del diseño consisten en elegir las chimeneas y ranuras que se usarán para implementar, por superposición, la matriz de acoplo. El proceso de diseño es extraordinariamente sencillo si sólo se usan chimeneas uniformes y ranuras, pero se complica si se usan chimeneas no uniformes. Efectivamente, las chimeneas no uniformes ofrecen una gran libertad para diseñar, lo que dificulta la descripción de un flujo único de diseño universal. Por esta razón los dos siguientes pasos del algoritmo de diseño se realizarán bajo el supuesto de que sólo se emplean chimeneas uniformes. El procedimiento de diseño con chimeneas no-uniformes se describirá para cada caso específico en su correspondiente sección.

#### 3.7.1.1.3 FASE 1: DISEÑO DE CHIMENEAS UNIFORMES PARA IMPLEMENTAR LOS ACOPLAMIENTOS CRUZADOS

Cuando se emplea una chimenea  $CHMN_{i,j}$  con el objetivo de crear un acoplamiento cruzado  $k_{ij}$ , se crean además acoplamientos cruzados heredados que afectan de forma no deseada al valor de ciertos elementos de la matriz de acoplamiento. Esto provoca la necesidad de comenzar el diseño por la chimenea de mayor orden, para así poder ir absorbiendo sus acoplamientos heredados mediante el diseño de las de menor orden.

Si suponemos un caso específico en el que se desea implementar una matriz de acoplamiento

<sup>13</sup>Este tipo de análisis particularizado para un par de resonadores SIW idénticos acoplados por ranura se ha discutido en el apéndice A.

$$\bar{\mathbf{M}} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} & k_{34} \\ k_{41} & k_{42} & k_{43} & k_{44} \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

el diseño se comenzaría siempre por la chimenea de orden 4,  $\text{CHMN}_{1,4}$  (cuyo objetivo sería implementar el elemento  $k_{14}$  de la matriz de acoplamiento y su simétrico). Por tanto, la geometría de esta chimenea se elige para obtener

$$k_{\text{CHMN}_{14}} = k_{14}. \quad (3.18)$$

A continuación, se diseñarían las dos chimeneas de orden tres,  $\text{CHMN}_{1,3}$  y  $\text{CHMN}_{2,4}$  que se usarían para absorber los acoplamientos heredados previos e implementar la diagonal  $(k_{13}, k_{24})$  y su simétrica.

Para la absorción de los acoplamientos heredados se hace la suposición (ya comentada en la sección 3.5.4, ecuación 3.14) de que al implementar una chimenea los acoplamientos heredados son todos del mismo valor que el deseado. Por tanto, la geometría de estas chimeneas implica la implementación de las siguientes matrices de acoplamiento

$$\bar{\mathbf{M}}_{\text{CHMN}_{13}} = \begin{bmatrix} - & (k_{13} - k_{14}) & (k_{13} - k_{14}) & 0 \\ (k_{13} - k_{14}) & - & (k_{13} - k_{14}) & 0 \\ (k_{13} - k_{14}) & (k_{13} - k_{14}) & - & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

$$\bar{\mathbf{M}}_{\text{CHMN}_{24}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & - & (k_{24} - k_{14}) & (k_{24} - k_{14}) \\ 0 & (k_{24} - k_{14}) & - & (k_{24} - k_{14}) \\ 0 & (k_{24} - k_{14}) & (k_{24} - k_{14}) & - \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

#### 3.7.1.1.4 FASE 1: DISEÑO DE RANURAS PARA IMPLEMENTAR LOS ACOPLAMIENTOS ADYACENTES

Finalmente, se implementaría la diagonal que contiene los acoplamientos adyacentes  $(k_{12}, k_{23}, k_{34})$  y su simétrica, mediante las tres posibles ranuras existentes entre los diferentes resonadores:  $\text{SLT}_{1,2}$ ,  $\text{SLT}_{2,3}$  y  $\text{SLT}_{3,4}$ . Evidentemente, estas ranuras se utilizarían también para absorber todos los acoplamientos heredados de las chimeneas anteriores, por lo que su geometría debería ser diseñada para obtener los siguientes valores de acoplamiento

$$k_{\text{SLT}_{12}} = k_{12} - k_{13}, \quad (3.21)$$

$$k_{\text{SLT}_{23}} = k_{23} - (k_{13} + k_{24} - k_{14}), \quad (3.22)$$

$$k_{\text{SLT}_{34}} = k_{34} - k_{24}. \quad (3.23)$$

#### 3.7.1.1.5 FASE 1: DISEÑO DE LA ESTRUCTURA QUE IMPLEMENTA EL FACTOR DE CALIDAD EXTERNO

El último paso en la fase 1 es el cálculo de las estructuras de acoplo de entrada y salida que son las encargadas de proveer el factor de calidad externo ( $Q_{ext}$ ). Este paso se limita a diseñar la estructura propuesta en la sección 3.6 aplicando el procedimiento descrito en la sección 2.3.3. También hay que tener en cuenta las consideraciones indicadas en el apéndice E, donde se discuten aspectos prácticos sobre el diseño de este tipo concreto de estructuras de acceso.

Con este paso finaliza la fase 1 y como resultado se dispone de las dimensiones iniciales de todos los elementos que componen el filtro.

#### 3.7.1.2. Algoritmo de diseño: Fase 2

En esta fase del algoritmo de diseño lo que se pretende es optimizar la geometría del filtro para su respuesta en frecuencia cumpla las especificaciones establecidas. El proceso de optimización ha sido siempre manual, es decir, en ningún momento se han utilizado las herramientas de optimización del simulador electromagnético. Esto puede dar una idea de que la solución inicial de partida, obtenida de la fase 1 de prediseño, no está muy alejada de la solución final.

La optimización se divide en dos tareas diferentes, como se puede observar en el diagrama de flujo de la figura 3.20. Una de las tareas consiste en ajustar la forma relativa de la curva de pérdidas de inserción, sin importar que toda la curva esté desplazada en frecuencia (tarea de ‘ecualización’), la segunda tarea consiste exclusivamente en ajustar la frecuencia central de la banda de paso del filtro (tarea de ‘ajuste de frecuencia central’).

##### 3.7.1.2.1 FASE 2: ECUALIZACIÓN

En la primera tarea se comprueban todas las especificaciones de la máscara del filtro excepto la ubicación de la frecuencia central de la banda de paso. El ajuste, se basa en comparar la respuesta en frecuencia obtenida mediante el simulador electromagnético con la respuesta en frecuencia proporcionada por la matriz de acoplamiento. Concretamente, partiendo de la matriz de acoplamiento teórica, se ajustan manualmente sus elementos hasta que la respuesta en frecuencia de la matriz ajustada coincida razonablemente con la respuesta en frecuencia simulada electromagnéticamente. Al finalizar este proceso, la diferencia de los valores de la matriz de acoplamiento ajustada y teórica ofrece información sobre qué elementos físicos del filtro deben retocarse y cuál debe ser la cuantía aproximada de dicho retoque.

Para ajustar la respuesta a las especificaciones se ejercen tres acciones diferentes: i) se retocan las dimensiones de todas las ranuras y chimeneas, ii) se retocan las estructuras de acoplamiento con los puertos, y iii) se introducen nuevos elementos (descritos en la sección 3.4.2) para ajustar la asincronía relativa entre los resonadores. La experiencia ha demostrado que, de estas tres acciones, las dos de mayor impacto son las ii) y iii). Este hecho, refuerza la hipótesis de que los acoplamientos de chimeneas y ranuras pueden ser modelados, con bastante aproximación, mediante el procedimiento descrito

en el apartado 3.5. Por tanto, la clave fundamental de la tarea de ecualización consiste en corregir las asincronías relativas que se han introducido en los resonadores como consecuencia de la inclusión de chimeneas y ranuras, así como en ajustar finamente el  $Q_{ext}$  del filtro.

#### 3.7.1.2.2 FASE 2: AJUSTE DE LA FRECUENCIA CENTRAL

Cuando se finaliza la tarea de ecualización de la respuesta del filtro, se procede a comprobar la ubicación de la banda de paso. Si es necesario desplazarla, como ya se ha comentado, se ajustan simultáneamente las dimensiones de todos los resonadores. Si la reubicación de la banda de paso del filtro diese como resultado una deformación adicional de la respuesta en frecuencia del filtro se volvería a realizar la optimización propuesta en la primera tarea. De esta forma la fase 2 completa se repetiría tantas veces como fuese necesario hasta que la respuesta en frecuencia cumpla las especificaciones.

### 3.7.2. Recomendaciones y consejos prácticos

En este apartado se enumeran una serie de recomendaciones para aplicar correctamente el algoritmo de diseño del apartado anterior y facilitar el diseño.

- Es recomendable que las ranuras diseñadas estén geométricamente tan alejadas entre sí como sea posible. Si existen ranuras muy próximas puede ocurrir que en la práctica no sean independientes. En este caso, la hipótesis de la combinación lineal introduciría un error sustancial y podría ocurrir que el prototipo inicial no constituyese un punto de partida aceptable para la fase 2 de diseño. En este caso sería necesario alterar la fase 1 de diseño, diseñando de forma simultánea todas las ranuras que fuesen dependientes, lo que incrementaría notablemente la dificultad esta fase, pero incrementaría las posibilidades de llegar a un prototipo final aceptable en la fase 2.
- Se recomienda que los acoplamientos con mayor valor de la matriz se implementen mediante ranuras de acoplamiento magnético. Normalmente estos acoplamientos corresponden a los existentes entre resonadores adyacentes. La causa es que, como se ha presentado en los apartados 3.5.1 y 3.5.2, el valor de acoplamiento que se puede lograr con una ranura de acoplamiento eléctrico es aproximadamente la mitad del que se puede implementar con una ranura de acoplamiento magnético. Por tanto, hay que escoger convenientemente la matriz de acoplamientos sintetizada para que sea consistente con esta limitación.
- También se recomienda seleccionar una matriz de acoplamiento que minimice en la medida de lo posible el número de acoplamientos eléctricos distintos. Esta recomendación está causada porque, como se comentó en el apartado 3.5.1, la región geométrica en la que se pueden implementar los acoplos eléctricos tiene un área reducida. Por tanto, será difícil implementar varias ranuras eléctricas independientes.

### 3.8. Prototipos Implementados: filtro SIW simétrico

En esta sección y en la siguiente se cierra el capítulo con la presentación del diseño y caracterización de dos de los prototipos implementados, el resto se presentan en los apéndices por cuestión de brevedad.

El primer prototipo es un filtro simétrico con dos ceros de transmisión que sirve para ilustrar la técnica de diseño con chimeneas uniformes y ranuras. El segundo prototipo, presentado en la siguiente sección, se trata de un filtro con topología “box-section”, que constituye un caso práctico de diseño con chimeneas no uniformes.

En los apéndices se recogen el resto de diseños, realizados para mostrar la versatilidad de la técnica de diseño descrita para implementar una gran variedad de filtros usando la estructura física propuesta. Los prototipos desarrollados se pueden agrupar en dos tipos distintos, *diseños con ceros de transmisión* y *diseños de banda ancha*.

Dentro del grupo de respuestas con ceros de transmisión, se han desarrollado tres diseños diferentes: el filtro simétrico, un filtro asimétrico (apéndice C) y el prototipo “box-section”.

Con los diseños de banda ancha todo-polo se pretende mostrar la capacidad de la técnica para la obtención de respuestas con anchos de banda porcentuales elevados. En este caso, además del diseño original, denominado *prototipo de banda ancha estándar* (apéndice D.1), en el apéndice D también se muestran dos prototipos de banda ancha todo-polo miniaturizados. La reducción de tamaño se ha conseguido aplicando al prototipo estándar algunas de las técnicas de miniaturización discutidas en secciones anteriores.

#### 3.8.1. Especificaciones eléctricas y matriz de acoplamiento del prototipo simétrico

Este diseño es un filtro con respuesta en frecuencia simétrica y dos ceros de transmisión. Se trata de un diseño similar, en términos normalizados, al que se presenta en [8]. Aquí también se ha considerado un ancho de banda porcentual del 10 % y una matriz de acoplamiento normalizada que se muestra en la tabla 3.5.

0	-0,86	0	0,22
-0,86	0	-0,79	0
0	-0,79	0	-0,86
0,22	0	-0,86	0

Tabla 3.5: Matriz de acoplamiento del equivalente paso-bajo correspondiente al diseño simétrico.  $Q_{ext} = 0,9600$ .

En la figura 3.21 se muestra la topología del filtro y la respuesta en frecuencia paso-bajo equivalente ideal. Como se puede observar, el coeficiente de transmisión tiene dos ceros de transmisión simétricos ubicados en  $\bar{\omega} = \pm 1,8$ .

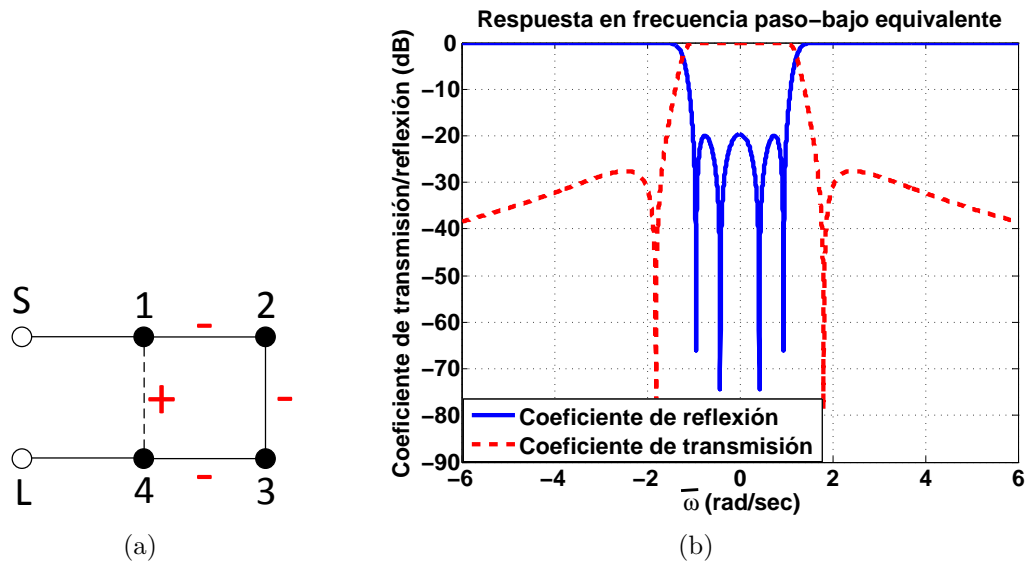


Figura 3.21: Prototipo simétrico propuesto. (a) Topología del filtro. (b) Respuesta en frecuencia del modelo equivalente paso-bajo.

A diferencia de las especificaciones de diseño indicadas en [8], en este caso se ha propuesto una frecuencia central de la banda de paso en torno a 5 GHz. A partir de estas condiciones, a continuación se muestran las especificaciones eléctricas propuestas para este diseño:

- Frecuencia central de la banda de paso del filtro:  $f_0 \approx 5$  GHz.
- Ancho de banda, BW: 500 MHz.
- Ceros de transmisión: uno en  $f = 4,57$  GHz ( $f_0 - 430$  MHz) y otro en  $f = 5,57$  GHz ( $f_0 + 570$  MHz).
- Un rizado máximo del coeficiente de transmisión en la banda de paso del filtro de 0,5 dB.

La matriz de acoplamiento desnormalizada para los datos anteriores se muestra en la tabla 3.6.

0	-0,086	0	0,022
-0,086	0	-0,079	0
0	-0,079	0	-0,086
0,022	0	-0,086	0

Tabla 3.6: Matriz de acoplamiento desnormalizada correspondiente al prototipo simétrico.  $Q_{ext} = 9,6$ .





### 3.8.2. Aplicación de la estrategia de diseño: chimeneas uniformes y ranuras

El prototipo simétrico es un ejemplo perfecto para ilustrar la estrategia de diseño basada en el uso de chimeneas uniformes y ranuras. Lo más destacado en el proceso de diseño de este prototipo son el dimensionamiento y el orden en el que se han diseñado las diferentes chimeneas y ranuras.

En este ejemplo también se pone de manifiesto que las diferencias sustanciales entre la respuesta en frecuencia del prototipo inicial resultante de la fase 1 y la respuesta en frecuencia deseada se deben fundamentalmente a las asincronías introducidas por los elementos de acoplamiento. Efectivamente, se mostrará como en la ecualización realizada durante la fase 2 solo es necesario corregir ligeramente las asincronías y las secciones de acceso a la estructura ( $Q_{ext}$ ). Sin embargo, las chimeneas y ranuras propuestas sufren variaciones muy poco significativas. Todo ello valida el modelo de acoplamiento propuesto para chimeneas y ranuras.

Otro aspecto relevante de este diseño consiste en que durante la simulación del prototipo inicial se han observado dos ceros de transmisión adicionales, que se deben a un acoplamiento imprevisto entre la fuente y la carga. Este es un problema que también aparece en diferentes diseños propuestos en la bibliografía y para el que no siempre se proponen soluciones. En este caso se ha introducido una chimenea adicional entre el primer y el último resonador del filtro para mitigar el acoplamiento entre la fuente y la carga, demostrando otra aplicación del uso de las chimeneas.

Finalmente, para validar los resultados de las simulaciones electromagnéticas del diseño optimizado se han construido dos prototipos diferentes. Uno en el que el acoplamiento entre la carga y la fuente no se ha cancelado. Posee, por tanto, los ceros de transmisión adicionales. Otro en el que se cancela dicho acoplamiento y estos ceros adicionales cerca de la banda de paso desaparecen.

En este apartado se diseña el filtro simétrico utilizando la estrategia propuesta en la sección 3.7.1. La fase 1 de diseño de este prototipo se centra fundamentalmente en tres aspectos:

- En el diseño de las chimeneas y ranuras necesarias para implementar la matriz de la tabla 3.6, según el orden y el criterio de dimensionamiento establecido en la sección 3.5.4.
- En mostrar un ejemplo cualitativo del tipo de respuesta en frecuencia que se puede obtener a partir del prototipo inicial, comparándolo con la respuesta paso-bajo ideal.
- En intentar cancelar aproximadamente el acoplamiento entre carga y fuente inesperado que aparece en el prototipo inicial al unir todos los elementos diseñados por separado.

Los pasos previos al dimensionamiento inicial de los elementos de acoplamiento que se han descrito en la sección 3.7.1.1 sólo se comentan brevemente. La estructura de acoplamiento con los puertos se ha implementado según se describe en la sección 3.6

para sintetizar el factor de calidad externo ( $Q_{ext} = 9,6$ ) que se muestra en la tabla 3.6. Por último, el dimensionamiento de las ranuras de acoplamiento se ha descrito en los apartados 3.5.1 y 3.5.2.

Durante la fase 2 se obtienen las dimensiones de las ranuras y chimeneas optimizadas y se comparan sus dimensiones finales con las iniciales. También se discute el razonamiento aplicado para optimizar las asincronías relativas entre los resonadores. Por último, se presentan los coeficientes de transmisión y reflexión de los dos prototipos optimizados: el prototipo con cancelación carga-fuente y sin dicha cancelación.

### 3.8.2.1. Fase 1 del prototipo simétrico: dimensionamiento de chimeneas y ranuras

Para implementar la matriz de acoplamiento desnormalizada de la tabla 3.6 resulta necesario emplear tres chimeneas uniformes diferentes: la chimenea  $CHMN_{1,4}$ , de orden cuatro y las chimeneas  $CHMN_{1,3}$  y  $CHMN_{2,4}$  de orden tres. Además se necesitan tres ranuras adicionales para completar el diseño ( $SLT_{12}$ ,  $SLT_{23}$  y  $SLT_{34}$ ).

Aplicando la metodología de diseño presentada en la sección 3.7.1.1, se calculan los valores de acoplamiento de las tres chimeneas uniformes y de las tres ranuras del prototipo. Aplicando las ecuaciones (3.17) a (3.20) para las chimeneas y las ecuaciones (3.21) a (3.23) para las ranuras, se obtienen el valor de acoplamiento que se necesita para cada elemento del filtro, que se muestra como  $k_{calculado}$  en la tabla 3.7.

Elemento	Ecuación de diseño	$k_{calculado}$
$CHMN_{1,4}$ inicial	(3.18)	+0.022
$CHMN_{1,3}$ inicial	(3.19)	-0.022
$CHMN_{2,4}$ inicial	(3.20)	-0.022
$SLT_{1,2}$ inicial	(3.21)	-0.086
$SLT_{2,3}$ inicial	(3.22)	-0.057
$SLT_{3,4}$ inicial	(3.23)	-0.086
$CHMN_{S,L}$	-	0

Tabla 3.7: Datos de diseño de las chimeneas y ranuras del prototipo simétrico en la fase 1.

A continuación, usando los resultados obtenidos en las secciones 3.5.1 y 3.5.2., en la que se caracterizaron los acoplamientos de las ranuras, es fácil determinar las geometrías de los diferentes componentes para que presenten el valor  $k_{calculado}$  con un error despreciable, menor del 1 %. Dichas geometrías se pueden ver en la tabla 3.8 con el indicativo “inicial”. La columna  $k_{sintetizado}$  de la tabla 3.8 muestra el acoplamiento, obtenido en simulación, de una ranura de las mismas dimensiones del elemento correspondiente.

En este punto del diseño de la fase 1, ya se tienen las dimensiones iniciales de todos los elementos del filtro: resonadores, ranuras y chimeneas, y estructuras de acoplo a las guías de acceso ( $Q_{ext}$ ).

Todos estos elementos, diseñados por separado, se unen para formar el filtro. La respuesta en frecuencia obtenida de la simulación electromagnética de la estructura

	$w_{slot}$	$l_{slot}$	$x_{slot}$	$y_{slot}$	$k_{sintetizado}$	$ \Delta_k $ (%)
CHMN <sub>1,4</sub> inicial	2,95	2,95	0	0	0,022	-
CHMN <sub>1,4</sub> optimizado	2,8	2,8	0	0	0,0203	7,7
CHMN <sub>1,3</sub> inicial	6,8	2	-7	9,5	-0,022	-
CHMN <sub>1,3</sub> optimizado	5,8	1,75	-7	9,3	-0,0177	19,5
CHMN <sub>2,4</sub> inicial	6,8	2	7	9,5	-0,022	-
CHMN <sub>2,4</sub> optimizado	5,7	1,6	7	9,3	-0,0169	23,2
SLT <sub>1,2</sub> inicial	1,4	8,6	-9,5	0	-0,086	-
SLT <sub>1,2</sub> optimizado	1,4	7,5	-9,5	0	-0,0702	18,4
SLT <sub>2,3</sub> inicial	6,6	1,4	0	-9,5	-0,057	-
SLT <sub>2,3</sub> optimizado	6,4	1,4	0	-9,5	-0,054	5,3
SLT <sub>3,4</sub> inicial	1,4	8,6	9,5	0	-0,086	-
SLT <sub>3,4</sub> optimizado	1,4	7,5	9,5	0	-0,07	18,6
CHMN <sub>S,L</sub>	1	2,4	0	7,2	-0,00067	-

Tabla 3.8: Propiedades de las ranuras de prototipo inicial y optimizado. La chimenea CHMN<sub>S,L</sub> sólo existe en el prototipo donde se ha cancelado el acoplamiento carga fuente. Aparecen las dimensiones en milímetros, el acoplamiento sintetizado y la variación porcentual sufrida por el acoplamiento durante la fase de optimización del diseño.

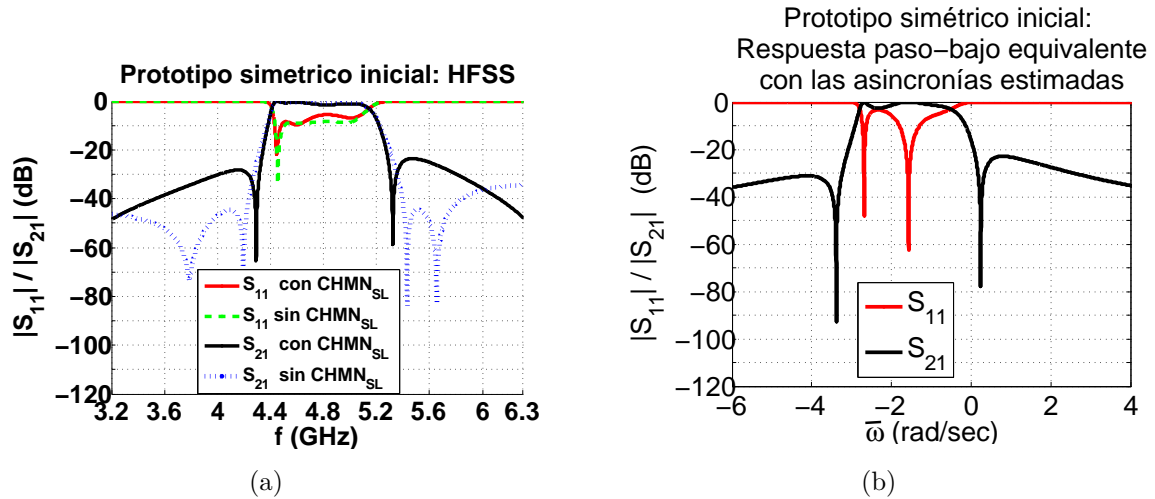


Figura 3.22: Respuesta en frecuencia del prototipo simétrico inicial. (a) Respuesta obtenida mediante simulaciones en HFSS sin pérdidas. (b) Respuesta proporcionada por el modelo paso-bajo equivalente compuesto por los acoplamientos y los valores de asincronías atribuidos al prototipo simétrico inicial.

resultante se muestra en la figura 3.22(a). En la figura, etiquetada bajo el nombre “sin  $\text{CHMN}_{\text{SL}}$ ”, se muestra la respuesta en reflexión y en transmisión del prototipo inicial.

Como se puede observar, el resultado obtenido difiere bastante del esperado, fundamentalmente por dos motivos:

- Aparecen cuatro ceros de transmisión cerca de la banda de paso del filtro, en lugar de dos.
- La forma de la respuesta en frecuencia en la banda de paso está bastante distorsionada. En primer lugar aparece una fuerte desadaptación. En menor medida, también se aprecia un exceso de ancho de banda respecto a la respuesta ideal.

La aparición de dos ceros adicionales se ha atribuido a la existencia de un acoplamiento muy débil entre los puertos de acceso al filtro. Para cancelar dicho acoplamiento se ha introducido en el prototipo inicial una chimenea adicional, indicada como  $\text{CHMN}_{\text{SL}}$  en las tablas 3.8 y 3.7. El efecto de la nueva chimenea sobre el resto de elementos de acoplamiento se ha considerado despreciable, ya que su acoplamiento es muy débil (tabla 3.7).

En la figura 3.22(a), la traza que contiene la etiqueta “con  $\text{CHMN}_{\text{SL}}$ ” muestra la respuesta del prototipo que incluye la chimenea  $\text{CHMN}_{\text{SL}}$ . Se puede observar que el coeficiente de transmisión tiene sólo dos ceros cerca de la banda de paso, lo que demuestra que la nueva chimenea cancela el acoplamiento fuente-carga.

Respecto a la desadaptación, para intentar identificar los elementos que la provocan se hace uso del modelo paso-bajo equivalente. En primer lugar, según se discute en las secciones 3.5.3 y 3.5.4, se estiman las asincronías que las chimeneas y ranuras introducen en los resonadores, los valores obtenidos se muestran en la tabla 3.9. A continuación, se construye una matriz de acoplamiento cuya diagonal contiene las asincronías estimadas y el resto de elementos son los acoplamientos atribuidos a los elementos del filtro (tabla 3.7). La respuesta en frecuencia teórica calculada para esta matriz se representa en la figura 3.22(b).

	Asincronía inicial estimada
$\text{RES}_1$	0.86
$\text{RES}_2$	1.65
$\text{RES}_3$	1.65
$\text{RES}_4$	0.86

Tabla 3.9: Estimación de las asincronías normalizadas provocadas por las dimensiones iniciales de las ranuras para el prototipo simétrico.

Como se observa en la figura 3.22(b), la respuesta de la matriz construida con los acoplamientos del prototipo inicial y las asincronías estimadas es similar a la respuesta del prototipo inicial obtenida mediante simulación. Por tanto, se pone de manifiesto que la distorsión de la respuesta en frecuencia y la desadaptación están causadas fundamentalmente por las asincronías introducidas por los elementos de acoplamiento.

### 3.8.2.2. Fase 2 del prototipo simétrico: optimización

Una vez que se ha obtenido el prototipo inicial y se han analizado las prestaciones que ofrece, en este apartado se presentan los dos prototipos simétricos optimizados: con  $\text{CHMN}_{\text{SL}}$  y sin  $\text{CHMN}_{\text{SL}}$ .

En la figura 3.23 se muestra una imagen 3D obtenida a partir de HFSS del prototipo simétrico optimizado. En esta figura se indican, entre otras cosas, los elementos de acoplamiento del filtro. Como se observa, los elementos de acoplamiento utilizados son los descritos anteriormente: las ranuras  $\text{SLT}_{1,2}$ ,  $\text{SLT}_{2,3}$ ,  $\text{SLT}_{3,4}$  y las chimeneas  $\text{CHMN}_{1,4}$ ,  $\text{CHMN}_{1,3}$ ,  $\text{CHMN}_{2,4}$  y  $\text{CHMN}_{\text{S,L}}$ .

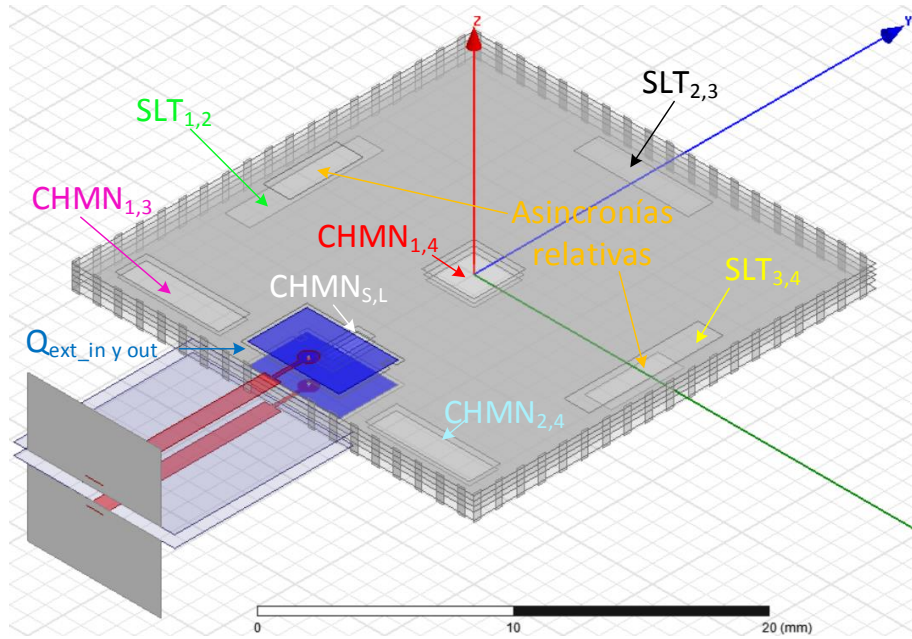


Figura 3.23: Aspecto 3D del prototipo simétrico optimizado. Los dieléctricos han sido ocultados en la imagen para poder apreciar al mismo tiempo todos los niveles de metalización. En la imagen se indican los elementos de acoplamiento utilizados, así como los elementos que introducen las asincronías relativas y las estructuras que implementan los factores de calidad externos.

En la tabla 3.8 se recogen los valores de las dimensiones de las chimeneas y ranuras de los prototipos obtenidos después de la fase 2. La columna  $k_{\text{ sintetizado }}$  correspondiente a los elementos optimizados contiene el acoplamiento final de cada elemento después del proceso de optimización y la columna  $|\Delta_k|$  muestra la variación porcentual que ha sufrido el acoplamiento relativa al valor del elemento inicial.

En la figura 3.23 se indican los elementos utilizados para implementar las asincronías relativas. En este caso, como se puede observar, sólo se han utilizado ranuras en las tapas externas de los resonadores exteriores.

Debido a la simetría del filtro, las asincronías relativas de los resonadores también son simétricas, como se recoge en la tabla 3.9. Los resonadores  $\text{RES}_1$  y  $\text{RES}_4$  en los que sólo se abren ranuras en una de sus tapas sufren ambos la misma asincronía. Lo

mismo ocurre con los resonadores  $RES_2$  y  $RES_3$ , aunque en este caso la asincronía es aproximadamente el doble, puesto que se abren ranuras en ambas tapas.

En este caso, el objetivo del proceso de ecualización es que todos los resonadores sufran la misma asincronía. Mediante las dos ranuras marcadas en la figura 3.23 como “elementos de asincronía relativa”, se ha conseguido disminuir la frecuencia de resonancia de los resonadores externos ( $RES_1$  y  $RES_4$ ) hasta hacerla coincidir con los internos ( $RES_2$  y  $RES_3$ ).

Por último, en la figura 3.24 se presentan los resultados obtenidos en HFSS para el prototipo sin pérdidas optimizado. Se presentan dos simulaciones, el primer prototipo incluye la chimenea  $CHMN_{S,L}$ , el segundo no. En todo lo demás ambos prototipos son exactamente iguales.

En la figura 3.24(a) se presentan los coeficientes de reflexión de entrada para las dos versiones del diseño simuladas: el prototipo con la chimenea  $CHMN_{S,L}$  y el mismo filtro pero sin dicha chimenea. Los resultados de las simulaciones del coeficiente de reflexión de salida no se muestran porque son muy similares a los de entrada. Como se puede observar, la presencia de  $CHMN_{S,L}$  no altera significativamente el coeficiente de reflexión.

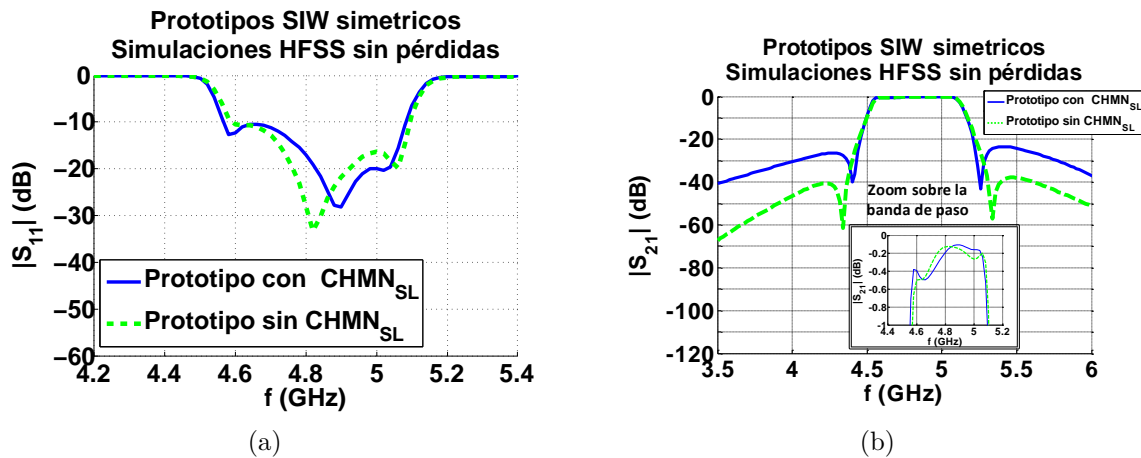


Figura 3.24: Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS de los prototipos SIW simétricos. Simulación sin pérdidas. (a) Coeficiente de reflexión. (b) Coeficiente de transmisión.

En la figura 3.24(b) se presentan los coeficientes de transmisión de ambos filtros. Se puede apreciar que la influencia de la chimenea  $CHMN_{S,L}$  sobre las pérdidas de inserción es notable, sobre todo en las bandas de rechazo. El prototipo que no tiene incluida la chimenea  $CHMN_{S,L}$  tiene una respuesta en frecuencia con los ceros de transmisión ligeramente desplazados con respecto al diseño original y con un nivel de rechazo cerca de éstos en torno a 40 dB, cuando en la respuesta ideal de la figura 3.21 es alrededor de 25 dB. Sin embargo, en el diseño con la chimenea  $CHMN_{S,L}$  la respuesta es muy similar a la ideal.

En ambos prototipos la respuesta en frecuencia obtenida en simulación presenta un ancho de banda en torno a los 500 MHz especificados y con un frecuencia central de la banda de paso del filtro alrededor de 4,8 GHz, ligeramente inferior a los 5 GHz. Por otro lado, la posición de los dos ceros relativa a la frecuencia central de la banda de



paso del prototipo con la chimenea  $\text{CHMN}_{S,L}$ , es similar a la de la respuesta ideal. Por último, en la figura 3.24(b) se incluye un *zoom* sobre la banda de paso, donde se puede observar que el rizado en la banda de paso también cumple con las especificaciones.

### 3.8.3. Medida de prototipos VS HFSS: simétrico

En este apartado se presentan los resultados obtenidos para varios prototipos implementados de las dos versiones del diseño realizado en la sección anterior. Los prototipos poseen todas las mismas dimensiones y han sido fabricados todos a la vez en diferentes zonas de una misma placa. Las medidas realizadas se comparan con simulaciones electromagnéticas de modelos con pérdidas.

En los modelos simulados en HFSS se han asignado las pérdidas y grosores adecuados a todos los materiales dieléctricos. Además, se ha usado una capa de ‘Prepreg A’ del grosor fabricado, 0,070 mm. Para los conductores se han empleado capas de grosor infinitesimal con la conductividad del cobre.

Para la caracterización de los prototipos se ha empleado una calibración TRL que sitúa los planos de referencia a 5 mm de la estructura de acceso. Por tanto, las medidas incluyen los parámetros S del filtro y 5 mm adicionales de línea de transmisión en cada puerto, lo que implica alrededor de 1 dB adicional de pérdidas de inserción y de retorno respecto a la respuesta intrínseca del filtro.

En la figura 3.25 se presenta la comparativa entre simulación y medidas para los prototipos sin  $\text{CHMN}_{S,L}$ . Los coeficientes de reflexión se presentan en las figuras 3.25(a) y 3.25(b), donde se puede observar que las medidas son muy parecidas a los resultados de la simulación.

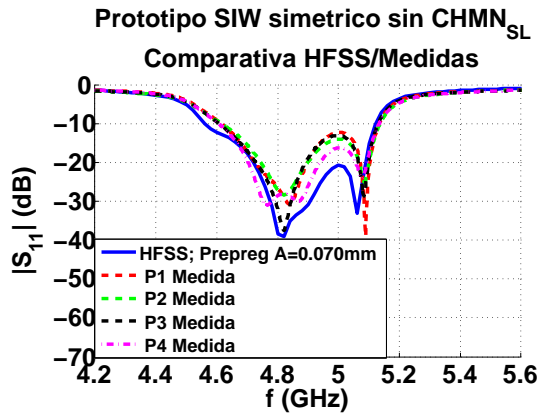
En la figura 3.25(c) se muestran los correspondientes coeficientes de transmisión. Como se puede observar, las diferentes medidas realizadas son muy parecidas entre sí. También coinciden con la simulación en el entorno de la banda de paso del filtro. La banda de paso está centrada alrededor de 4,8 GHz, con un ancho de banda alrededor de 500 MHz y unas pérdidas de inserción comprendidas entre 3,5 dB y 6,5 dB.

En las medidas también se aprecian dos ceros de transmisión en torno a las frecuencias especificadas. Si bien, como se ha comentado en el proceso de diseño, el nivel de rechazo es mayor debido a la existencia de un acoplamiento entre carga y fuente, como se aprecia en la figura 3.25(d). Este acoplamiento también introduce dos ceros de transmisión adicionales, pero más alejados de la banda de paso. En dicha figura se presenta el coeficiente de transmisión en un rango de frecuencias extendido desde 2 GHz hasta 12 GHz. En este caso, la similitud entre todas las medidas y los resultados de simulación también es destacable.

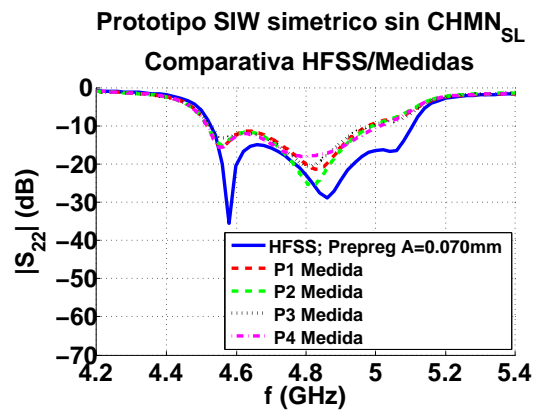
En la figura 3.26 se presenta la comparación entre la simulación y las medidas de los prototipos que incluyen la chimenea  $\text{CHMN}_{S,L}$ . En las figuras 3.26(a) y 3.26(b) se puede observar como también en este caso las medidas de los coeficientes de reflexión de entrada y salida son muy parecidas a los resultados de la simulación en HFSS.

Como se observa en las figuras 3.26(c) y 3.26(d), las prestaciones en la banda de paso apenas cambian respecto al diseño anterior. Sin embargo, en las bandas de rechazo aparecen únicamente dos ceros de transmisión cuya ubicación y nivel de rechazo en torno a la banda de paso es muy similar a la respuesta ideal.

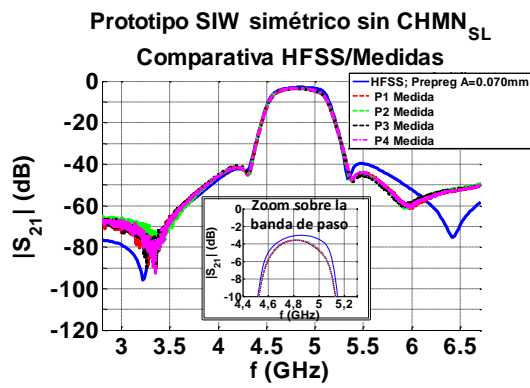




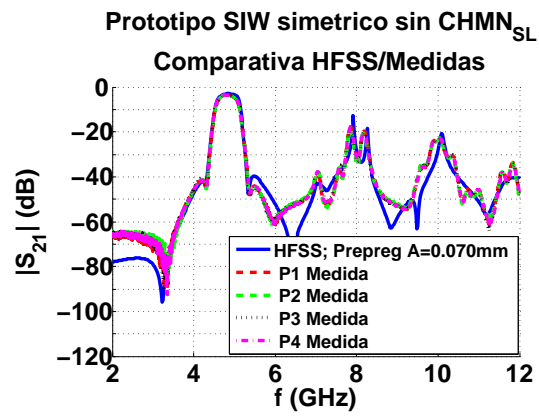
(a)



(b)

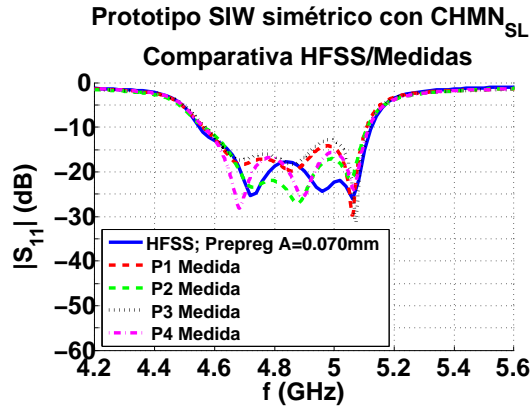


(c)

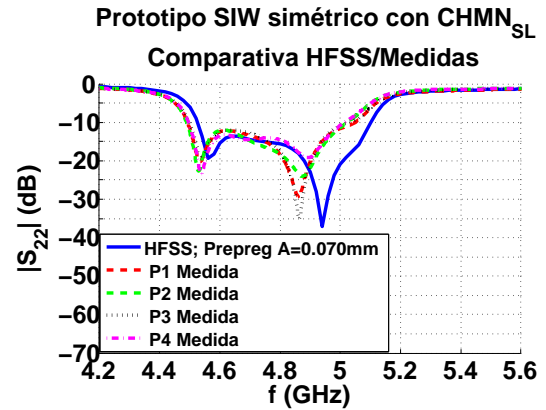


(d)

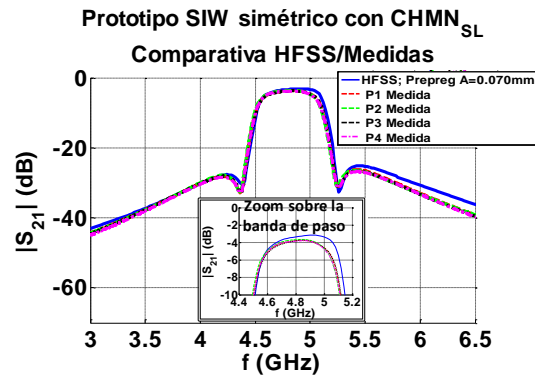
Figura 3.25: Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas pertenecientes a los prototipos ‘simetricos’ y sin la chimenea  $CHMN_{SL}$ . (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 3,5 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.



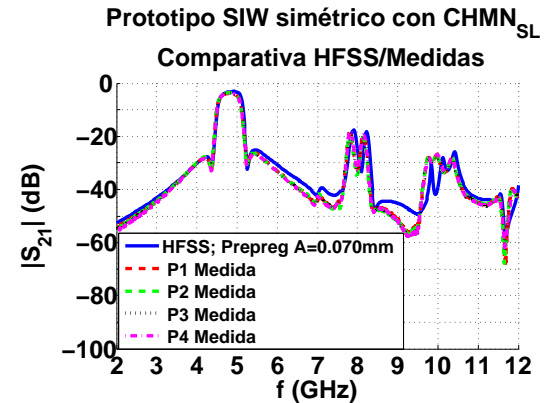
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.26: Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos fabricados del diseño con respuesta simétrica y con la chimenea CHMN<sub>SL</sub>. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 3,5 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.

De este modo, se corrobora que la inclusión de la chimenea  $CHMN_{S,L}$  cancela el acoplamiento entre carga y fuente que existe en el diseño previo consiguiendo una respuesta muy parecida a la ideal, tanto en simulación como en medidas.

### 3.8.4. Conclusiones del diseño e implementación del prototipo de filtro simétrico

A tenor de los resultados obtenidos en la implementación y la caracterización del prototipo de filtro simétrico se pueden obtener las siguientes conclusiones

- Se han validado las propuestas para el funcionamiento de los elementos de acoplamiento, incluyendo
  1. La estimación inicial de la matriz de acoplamiento supuesta para las chimeneas uniformes.
  2. El principio de combinación lineal de los acoplamientos de los distintos elementos insertados en la arquitectura del filtro.
  3. El principio de cancelación de acoplamientos, incluyendo el acoplamiento entre el generador y la carga.
- Se ha validado el procedimiento de dimensionamiento de los diferentes elementos del filtro, especialmente los elementos de acoplamiento.
- Se ha validado el procedimiento de diseño global del filtro.
- Se ha demostrado la robustez de la arquitectura física frente a los errores en las dimensiones introducidos por las tolerancias de fabricación.

## 3.9. Prototipos Implementados: filtro “*box-section*”

Este apartado cierra el capítulo presentando el diseño de un filtro de tipo “box-section” [24]. El filtro constituye un ejemplo perfecto para la validación del diseño con chimeneas no uniformes. Además, se trata de una topología que *a priori* es muy difícil de implementar con una estructura física en la que los resonadores están dispuestos en línea y el acoplamiento se hace mediante ranuras entre resonadores adyacentes. El filtro consta de 4 resonadores acoplados del modo que se muestra en la figura 3.27. La dificultad de la implementación del filtro reside en que se necesita una forma de acoplamiento que permita implementar los acoplamientos cruzados (1-3) y (2-4) manteniendo desacoplados los resonadores 2 y 3. Es decir, a la vez que se anula el acoplamiento adyacente (2-3).

El prototipo “box-section”, además de plantear posiblemente el mayor reto de diseño de todos los filtros SIW presentados en esta Tesis, también permite mostrar el uso de otros elementos distintos a los del filtro simétrico: las chimeneas no uniformes y la utilización de “via-holes” como elemento de ajuste de las asincronías relativas entre los resonadores.

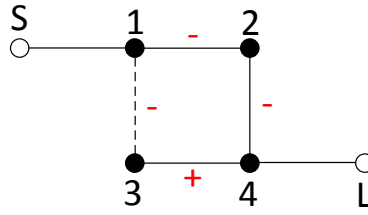


Figura 3.27: Topología “box-section”.

### 3.9.1. Especificaciones eléctricas y matriz de acoplamiento del prototipo “box-section”

Las especificaciones propuestas para este filtro son:

- Ancho de banda porcentual, FBW: 5 %.
- Rizado máximo para la ganancia de inserción en la banda de paso: 0,25 dB.
- Rechazo mayor o igual que 15 dB si  $\bar{\omega} \leq -2$  y mayor que 35 dB si  $\bar{\omega} \geq +2$ .

Para satisfacer estas especificaciones se ha decidido insertar un cero de transmisión en  $\bar{\omega} = +2$ . En la tabla 3.10 se presenta la matriz de acoplamiento correspondiente. En la figura 3.27 se presenta de forma gráfica la topología de la matriz de acoplamiento. Se muestra un diagrama con la relación de acoplamientos de la matriz, especificando el signo relativo entre ellos. En la figura 3.28 aparece la respuesta en frecuencia paso-bajo normalizada obtenida a partir de la matriz.

0,029	-0,653	-0,464	0
-0,653	0,478	0	-0,653
-0,464	0	-0,792	0,464
0	-0,653	0,464	0,029

Tabla 3.10: Matriz de acoplamiento normalizada correspondiente al diseño “box-section”.  $\bar{Q}_{ext} = 1,195$ .

0,0015	-0,0327	-0,0232	0
-0,0327	0,0239	0	-0,0327
-0,0232	0	-0,0396	+0,0232
0	-0,0327	+0,0232	0,0015

Tabla 3.11: Matriz de acoplamiento desnormalizada correspondiente al prototipo “box-section”.  $Q_{ext} = 23,9$ .

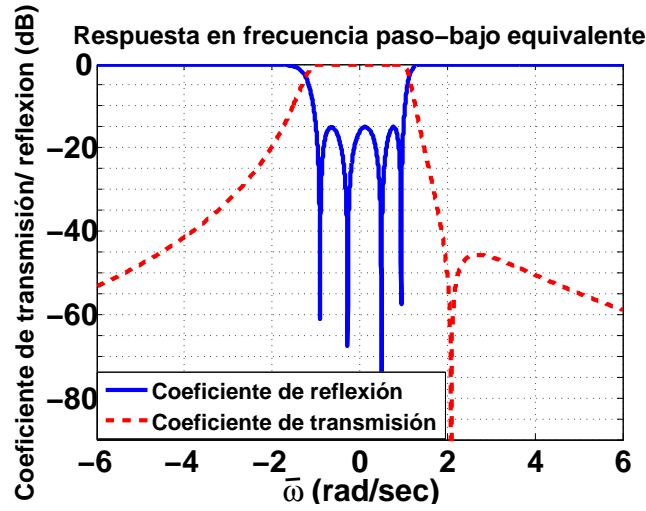


Figura 3.28: Respuesta en frecuencia normalizada obtenida a partir de la matriz de acoplamiento propuesta.

La matriz de acoplamiento desnormalizada se muestra en la tabla 3.11 y las especificaciones eléctricas desnormalizadas correspondientes son:

- Frecuencia central de la banda de paso del filtro:  $f_0 \approx 5$  GHz.
- Ancho de banda, BW: 250 MHz.
- Ceros de transmisión: uno en  $f = 5,27$  GHz ( $f_0 + 270$  MHz).

### 3.9.2. Fase 1 del diseño del prototipo “*box-section*”: dimensionamiento de chimeneas y ranuras.

Al igual que ha ocurrido en el prototipo anterior, las dimensiones iniciales de los resonadores y el dimensionamiento de los iris de acoplo ya se han discutido en secciones previas. La estructura de acoplamiento con los puertos se describe en el apéndice E y se ha dimensionado para obtener  $Q_{ext} = 23,9$ . Por tanto, el resto del apartado se centra en el diseño preliminar de las ranuras y chimeneas necesarias.

Para implementar la matriz de acoplamiento de la tabla 3.10, se van a usar:

- Una chimenea uniforme  $CHMN_{2,4}$  para implementar el acoplamiento cruzado  $k_{24}$ .
- Una chimenea no uniforme  $CHMN_{1,3}$  para implementar simultáneamente el acoplamiento cruzado  $k_{13}$  y el acoplamiento adyacente  $k_{12}$ , de igual signo y mayor intensidad que  $k_{13}$ .
- Una ranura  $SLT_{2,3}$  para cancelar los acoplamientos heredados de  $CHMN_{2,4}$  y  $CHMN_{1,3}$  entre el resonador 2 y el 3, de forma que  $k_{23}$  total sea nulo.

- Una ranura SLT<sub>3,4</sub> que permita absorber el acoplamiento heredado de CHMN<sub>2,4</sub> entre los resonadores 3 y 4, con el fin de implementar el valor deseado para el acoplamiento  $k_{34}$ .

Elemento	Ecuación de diseño	$k_{calculado}$
SLT <sub>2,3</sub> <sup>1,3</sup> inicial	$k_{SLT_{2,3}}^{1,3} = k_{13}$	-0,0232
SLT <sub>1,2</sub> <sup>1,3</sup> inicial	$k_{SLT_{1,2}}^{1,3} = k_{12}$	-0,0327
CHMN <sub>2,4</sub> inicial	$k_{CHMN_{24}} = k_{24}$	-0,0327
SLT <sub>2,3</sub> inicial	$k_{SLT_{23}} = -(k_{24} + k_{13})$	+0,0559
SLT <sub>3,4</sub> inicial	$k_{SLT_{34}} = k_{34} - k_{24}$	+0,0559

Tabla 3.12: Datos de diseño de las chimeneas y ranuras del prototipo “*box-section*” en la fase 1.

En la tabla 3.12 se resumen los criterios de diseño de los elementos de acoplamiento. En cada una de las filas se presenta un elemento. En la columna “Ecuación de diseño” se presenta la expresión analítica del cálculo del valor de acoplamiento para el elemento correspondiente. En la columna “ $k_{calculado}$ ” se muestra el valor numérico resultante de la ecuación anterior.

De acuerdo con la ecuación correspondiente de la tabla 3.12, de forma análoga a la descripción de la ecuación (3.15), la matriz de acoplamiento de la chimenea uniforme CHMN<sub>2,4</sub> sería

$$M_{CHMN_{24}} = \begin{bmatrix} - & 0 & 0 & 0 \\ - & - & k_{24} & k_{24} \\ - & - & - & k_{24} \\ - & - & - & - \end{bmatrix}, \quad (3.24)$$

donde solo se muestran los elementos por encima de la diagonal principal y el valor  $k_{24}$  sintetizado correspondería con el “ $k_{calculado}$ ” correspondiente de la tabla 3.12.

En el caso de la chimenea no uniforme CHMN<sub>1,3</sub>, con los mismos criterios, su matriz de acoplamiento es

$$M_{CHMN_{13}} = \begin{bmatrix} - & k_{SLT_{1,2}}^{1,3} & k_{SLT_{2,3}}^{1,3} & 0 \\ - & - & k_{SLT_{2,3}}^{1,3} & 0 \\ - & - & - & 0 \\ - & - & - & - \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} - & k_{12} & k_{13} & 0 \\ - & - & k_{13} & 0 \\ - & - & - & 0 \\ - & - & - & - \end{bmatrix}, \quad (3.25)$$

donde de nuevo se muestran exclusivamente los elementos por encima de la diagonal principal y los valores de acoplamientos sintetizados corresponderían con el valor “ $k_{calculado}$ ” correspondiente de la tabla 3.12..

Según el principio de combinación lineal en que se basa el algoritmo de diseño, la unión de todos los elementos de acoplamiento para formar el filtro completo debería

proporcionar una matriz que sería la suma algebraica de las matrices de cada elemento. Empleando los valores mostrados en la tabla 3.12 como “ $k_{calculado}$ ”, el valor numérico final para los acoplamientos de la matriz total del prototipo inicial del filtro sintetizado durante la fase 1 de diseño es

$$M_{\text{boxsection inicial}} = \begin{bmatrix} - & -0,0327 & -0,0232 & 0 \\ - & - & 0 & -0,0327 \\ - & - & - & -0,0232 \\ - & - & - & - \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Que como se puede observar presenta los valores de acoplamiento de la matriz de acoplamiento del filtro ideal presentada en la tabla 3.11.

	$w_{slot}$	$l_{slot}$	$x_{slot}$	$y_{slot}$	$k_{sintetizado}$	$ \Delta_k $ (%)
SLT <sub>2,3</sub> <sup>1,3</sup> inicial	1,5	4,2	8,5	−3	−0,0232	-
SLT <sub>2,3</sub> <sup>1,3</sup> optimizado	1,5	4	8,5	−3	−0,0214	7,7
SLT <sub>1,2</sub> <sup>1,3</sup> inicial	2	5,2	8,5	−3	−0,0327	-
SLT <sub>1,2</sub> <sup>1,3</sup> optimizado	2	5,8	8,5	−3	−0,0408	24,7
CHMN <sub>2,4</sub> inicial	4,8	1,5	0	−8,5	−0,0327	-
CHMN <sub>2,4</sub> optimizado	5	1,5	0	−8,5	−0,0348	6,4
SLT <sub>2,3</sub> inicial	6	5,4	0	2,7	+0,0559	-
SLT <sub>2,3</sub> optimizado	6,3	5,3	0	3,5	+0,0363	35
SLT <sub>3,4</sub> inicial	6	5,4	0	−2,7	+0,0559	-
SLT <sub>3,4</sub> optimizado	5,5	5	0	−3,3	+0,0345	38

Tabla 3.13: Propiedades de ranuras y chimeneas para el prototipo “*box-section*”. Valores inicialmente diseñados en la fase 1 y posteriormente optimizados en la fase 2. Se muestran las dimensiones en milímetros, el acoplamiento sintetizado y la desviación porcentual acoplamiento de los elementos optimizados respecto a los iniciales que se introduce durante el proceso de ecualización en la fase 2 de diseño.

En la tabla 3.13 se recogen las dimensiones en milímetros de las chimeneas y ranuras iniciales. Las dimensiones se han diseñado según el criterio descrito en la sección 3.5.4 y teniendo en cuenta el dimensionamiento de las ranuras de acoplamiento presentado previamente en las secciones 3.5.1 y 3.5.2. Puesto que la chimenea CHMN<sub>1,3</sub> no es uniforme, en la tabla lo que se muestran son las dimensiones individuales de las dos ranuras que la constituyen: SLT<sub>1,2</sub><sup>1,3</sup> y SLT<sub>2,3</sub><sup>1,3</sup>. En este caso, la ranura SLT<sub>2,3</sub><sup>1,3</sup> está completamente inscrita en la ranura SLT<sub>1,2</sub><sup>1,3</sup>, con lo que la sección de la chimenea corresponde al área de la ranura SLT<sub>2,3</sub><sup>1,3</sup>. En la columna “ $k_{sintetizado}$ ” aparece el acoplamiento sintetizado para cada uno de los elementos diseñados. Como se puede ob-



servar, se ha sintetizado un acoplamiento para los elementos iniciales igual al  $k_{calculado}$ , con un error menor del 1 %.

### 3.9.3. Fase 2 del diseño del prototipo “*box-section*”.

El procedimiento de ecualización se ha realizado empleando un modelo HFSS sin pérdidas, con conductores ideales de grosor infinitesimal. Durante el proceso, realizado según la descripción de la sección 3.7.1.2, se han ajustado las dimensiones de las estructuras de acceso a los puertos, las ranuras y las chimeneas y se han introducido elementos para ajustar las asincronías relativas entre los resonadores.

En la figura 3.29 se puede observar una imagen 3D del prototipo que se ha optimizado a partir del prototipo inicial anterior, donde se indican todos los elementos de acoplamiento discutidos anteriormente.

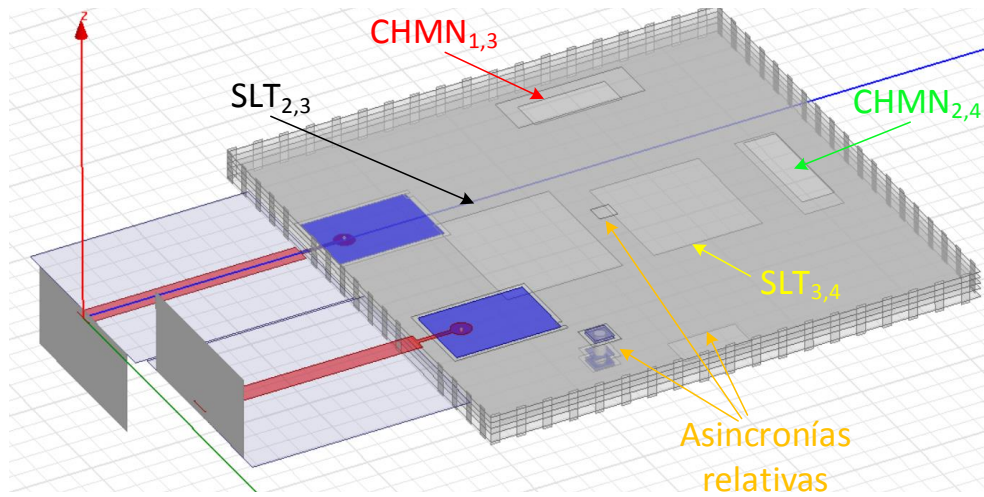
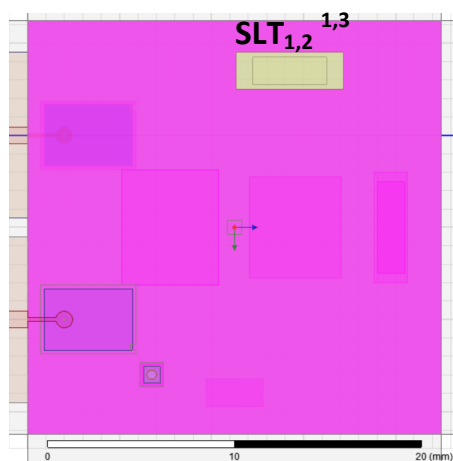


Figura 3.29: Aspecto 3D del prototipo “*box-section*” diseñado en HFSS. Los dieléctricos se han ocultados en la imagen para poder apreciar al mismo tiempo todos los niveles de metalización. En la imagen se indican los elementos de acoplamiento utilizados y los que implementan las asincronías relativas.

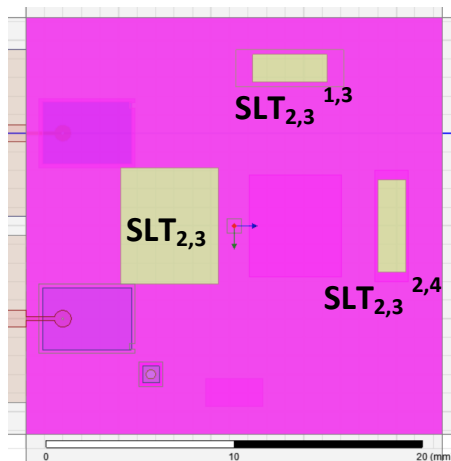
Para mostrar con más detalle la relación de aspecto de las distintas ranuras diseñadas, en la figura 3.30 se muestran varias composiciones diferentes con distintas superposiciones de los diferentes planos de metalización de la estructura de PCB. Mediante la visualización de estos planos metálicos se puede apreciar con más detalle la implementación de los acoplamientos del filtro descrita en la tabla 3.12 y en las ecuaciones 3.24 y 3.25.

En las figuras 3.30(a), 3.30(b), y 3.30(c) se presentan las vistas en planta de los planos metálicos ‘GND\_12’, ‘GND\_23’ y ‘GND\_34’, respectivamente. En estas figuras se muestran las ranuras del filtro que se abren en cada plano de metalización.

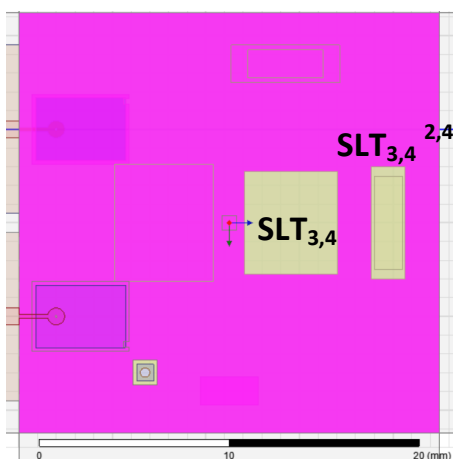
En la figura 3.30(d) se muestra la superposición de los planos ‘GND\_12’ y ‘GND\_23’. En esta figura se puede apreciar el área de la chimenea no uniforme  $CHMN_{1,3}$ . Este área resulta del solapamiento vertical de las ranuras que forman la chimenea. En este caso, el área de la chimenea coincide con la de su ranura  $SLT_{2,3}^{1,3}$ . Análogamente, en la



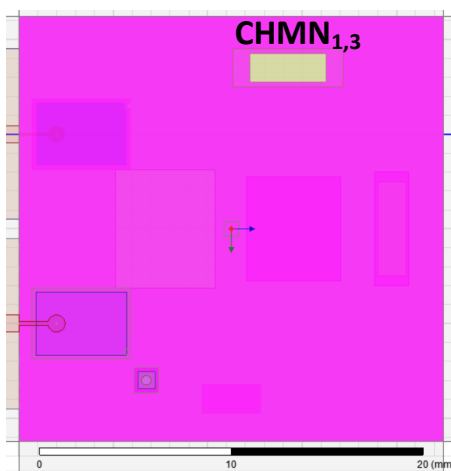
(a)



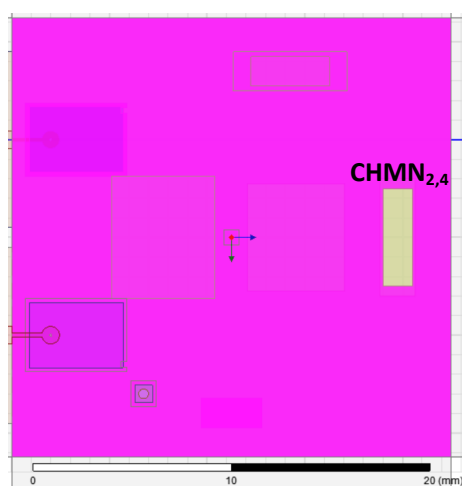
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 3.30: Vistas en planta de los distintos niveles de metalización usados de la estructura de PCB para implementar el filtro SIW “*box-section*”. (a) Plano ‘GND\_12’. (b) Plano ‘GND\_23’. (c) Plano ‘GND\_34’. (d) Planos ‘GND\_12’ y ‘GND\_23’: intersección ‘GND\_13’. (e) Planos ‘GND\_23’ y ‘GND\_34’: intersección ‘GND\_24’.

figura 3.30(e) se presenta la superposición de los planos ‘GND\_23’ y ‘GND\_34’. Esta figura muestra, para la chimenea no uniforme  $\text{CHMN}_{2,4}$ , el área efectiva responsable del acoplamiento entre el segundo y el cuarto resonador,  $(k_{24})$ . En este caso, el área y la ubicación efectivas coinciden con la de la ranura  $\text{SLT}_{2,3}^{2,4}$  de la chimenea.

En la tabla 3.13 aparecen las dimensiones finales de chimeneas y ranuras obtenidas tras el proceso de optimización. En la columna “ $k_{\text{ sintetizado}}$ ” de los elementos optimizados se muestra el valor de acoplamiento de cada elemento después del proceso de optimización. En la columna “ $|\Delta_k|$ ” se ha incluido el valor porcentual de la variación entre los valores de acoplamiento de los elementos optimizados y el elemento inicial correspondiente. Es decir, la variación porcentual que ha sufrido el acoplamiento del elemento correspondiente durante el proceso de ecualización de la fase 2. Si se comparan estos valores con los correspondientes a los que se muestran en la tabla 3.8 para el prototipo simétrico, se observa que son considerablemente mayores. En este diseño existen varias ranuras y chimeneas relativamente próximas, debido a su tamaño y posición. Por tanto, la premisa de que estos elementos son independientes se verifica sólo parcialmente. Esto puede explicar las diferencias relativamente importantes en la variación que sufren los acoplamientos durante el proceso de ecualización.

Las estructuras optimizadas de acceso a los puertos se muestran en la figuras 3.31(a) y 3.31(b), se destacan los planos de metalización ‘GND\_S1’ y ‘GND\_4L’ respectivamente. En ambas figuras se pueden observar las estructuras de acoplamiento con las que se ajustan los factores de calidad externos a la entrada y a la salida del filtro, indicados como  $Q_{\text{extin}}$  y  $Q_{\text{extout}}$ . También se muestran las ranuras adicionales diseñadas en las tapas externas del primer y último resonador para implementar parte de las asincronías relativas entre los resonadores, indicadas como  $\text{SLT}_{S,1}$  y  $\text{SLT}_{4,L}$ , respectivamente. Ambos  $Q_{\text{ext}}$  son similares entre sí, las estructuras correspondientes se han diseñado según se describe en la sección 3.6 y en el apéndice E.

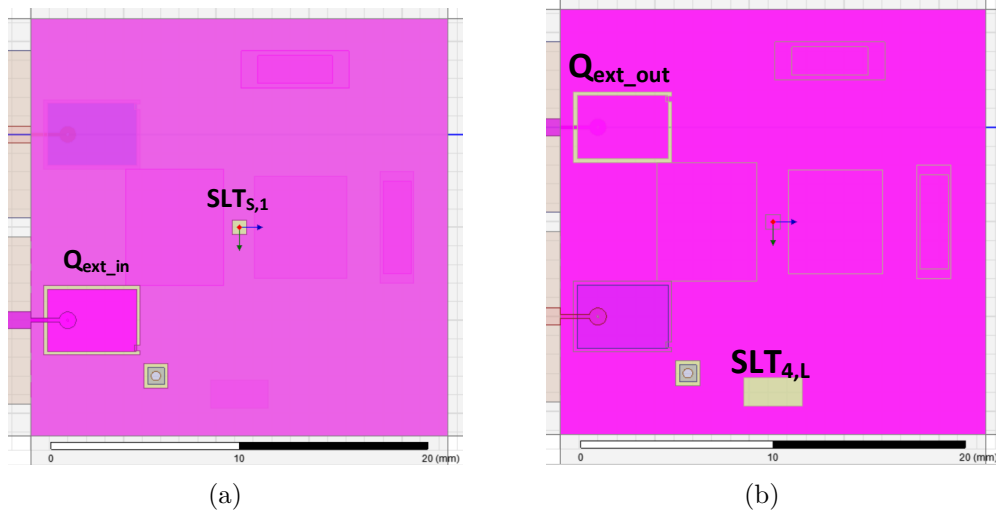


Figura 3.31: Vistas en planta de las estructuras de acceso a los puertos y de las ranuras adicionales en las tapas externas que implementan las asincronías relativas de los resonadores 1 y 4. (a) Plano ‘GND\_S1’. (b) Plano ‘GND\_4L’.

Lo más interesante en la optimización de este diseño es, probablemente, el procedimiento de ajuste de las asincronías relativas entre los resonadores. Teniendo en cuenta la discusión sobre las asincronías realizada en el apéndice A y los comentarios realizados en 3.5.4, en la tabla 3.14 se muestra el valor de asincronía normalizada estimado para cada resonador al término de la fase 1 de diseño.

	Asincronía inicial estimada ( $\Delta f_i$ )	Asincronía deseada ( $\Delta f_d$ )
RES <sub>1</sub>	0.653	0.029
RES <sub>2</sub>	0.653	0.478
RES <sub>3</sub>	-0.464	-0.792
RES <sub>4</sub>	-0.464	0.029

Tabla 3.14: Estimación de las asincronías normalizadas según las dimensiones iniciales de las ranuras propuestas en la fase 1 y valor deseado para el prototipo “*box-section*”.

Si se expresa la tabla 3.14 en forma de vectores se obtiene

$$\overline{\Delta f_i} = \begin{bmatrix} 0,653 & 0,653 & -0,464 & -0,464 \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

$$\overline{\Delta f_d} = \begin{bmatrix} 0,029 & 0,0478 & -0,792 & 0,029 \end{bmatrix}. \quad (3.28)$$

En la corrección de las asincronía existe un grado de libertad, es posible seleccionar cuál de los resonadores permanece sin sintonizar. En este caso se ha decidido no tocar el resonador  $RES_3$ . Restando la asincronía del resonador 3 a las ecuaciones 3.27 y 3.28 se obtienen los vectores de asincronías relativos a la asincronía del resonador 3, resultando

$$\overline{\Delta f_{ri}} = \overline{\Delta f_i} - \overline{\Delta f_i}(3) = \begin{bmatrix} 1,1170 & 1,1170 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

$$\overline{\Delta f_{rd}} = \overline{\Delta f_d} - \overline{\Delta f_d}(3) = \begin{bmatrix} 0,8210 & 0,8398 & 0 & 0,8210 \end{bmatrix}. \quad (3.30)$$

Partiendo de las ecuaciones 3.29 y 3.30, se define la corrección necesaria para las asincronías como la diferencia entre ambos vectores,  $\overline{Corr_{\Delta f}} = \overline{\Delta f_{rd}} - \overline{\Delta f_{ri}}$ , obteniéndose

$$\overline{Corr_{\Delta f}} = \begin{bmatrix} -0,2960 & -0,2772 & 0 & 0,8210 \end{bmatrix}. \quad (3.31)$$

De la expresión 3.31 se deduce que los resonadores 1 y 2 necesitan un pequeño incremento en su frecuencia de resonancia y el resonador 4 necesita una gran reducción de su frecuencia de resonancia.

En consecuencia, las decisiones de diseño al respecto han sido:

- **ASINCRONÍA DEL RESONADOR RES<sub>4</sub>:** Se ha utilizado una ranura de tipo  $k_h$  como ranura adicional en la tapa externa del resonador RES<sub>4</sub>. Se trata de la ranura SLT<sub>4,L</sub> indicada en la figura 3.31(b).

- ASINCRONÍA DEL RESONADOR  $RES_1$ : Se ha utilizado una ranura de tipo  $k_e$  como ranura adicional en la tapa externa del resonador  $RES_1$ . Se trata de la ranura  $SLT_{S,1}$  que aparece en la figura 3.31(a).
- ASINCRONÍA DEL RESONADOR  $RES_2$ : Puesto que se trata de un resonador interno, para implementar la asincronía relativa correspondiente, se ha empleado el mecanismo de “*via-hole*” introducido en la sección 3.4.2. Si se observan los planos de metalización del prototipo, mostrados en las figuras 3.30 y 3.31, se puede apreciar que el “*via-hole*” que existe en el área de los resonadores sólo esta cortocircuitado en los planos de metalización de  $RES_2$ , los planos ‘GND\_12’ y ‘GND\_23’. Esto se puede observar en detalle en las figuras 3.30(a) y 3.30(b).

Una vez descritos cualitativamente los aspectos más importantes del proceso de optimización, se muestran los resultados obtenidos en simulación para el prototipo “*box-section*” optimizado.

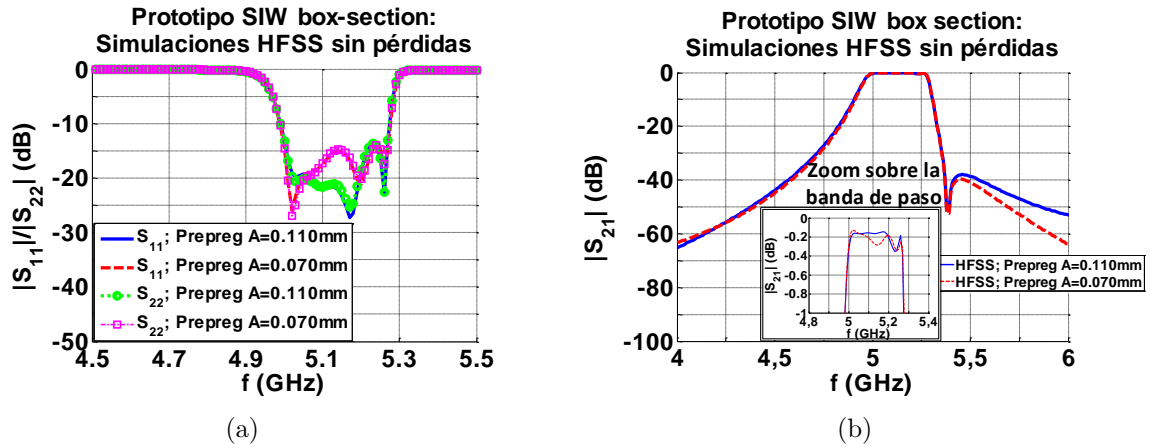


Figura 3.32: Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo SIW “*box-section*” optimizado y simulado sin pérdidas. (a) Coeficientes de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados.

En la figura 3.32(a) se presentan los coeficientes de reflexión de entrada y de salida del filtro “*box-section*” optimizado para ambos grosores del ‘Prepreg A’. Como se puede observar, las variaciones introducidas sobre los coeficientes de reflexión por el cambio en el grosor de la capa de dieléctrico no son muy relevantes. En ambos casos, las simulaciones proporcionan un coeficiente de reflexión en la banda de paso en torno a  $-15$  dB, lo que se aproxima a las pérdidas de retorno de la respuesta ideal que se muestra en la figura 3.28. Además, la banda de paso tiene un ancho de banda ligeramente superior al valor original de 250 MHz, estando centrada ligeramente por encima de los 5 GHz, concretamente en 5,125 GHz.

En la figura 3.32(b) se presentan los coeficientes de transmisión del prototipo optimizado, también en este caso se han realizado la simulación con los dos valores del ‘Prepreg A’. Como se puede apreciar, la influencia del grosor del ‘Prepreg A’ sobre las

pérdidas de inserción es despreciable en la banda de paso y poco relevante en lo que a las bandas de rechazo se refiere. En ambos casos, el coeficiente de transmisión posee un rizado inferior a 0,25 dB, valor especificado para la banda de paso. Además, en ambos casos la respuesta en frecuencia obtenida en simulación presenta un cero de transmisión con un nivel de rechazo en torno a 40 dB y ubicado unos 270 MHz por encima de la frecuencia central de la banda de paso del filtro, estimada en 5,125 GHz. Estos valores son muy próximos a los especificados en la respuesta ideal planteada en la sección 3.9.1.

Con estos resultados se puede afirmar que el prototipo “*box-section*” optimizado que se presenta en este apartado satisface las especificaciones eléctricas planteadas en el apartado 3.9.1, con excepción de un desplazamiento de la frecuencia central de la banda de paso del filtro,  $f_0$ , que se ha considerado irrelevante para la demostración de la técnica de diseño.

### 3.9.4. Medida de prototipos VS HFSS: “*box-section*”

En este apartado se comparan las simulaciones electromagnéticas de modelos con pérdidas con las medidas obtenidas para varios prototipos implementados del diseño realizado en la sección anterior. Los prototipos poseen todas las mismas dimensiones y han sido fabricados todos a la vez en diferentes zonas de una misma placa. Las condiciones de simulación y de medida de los prototipos son similares a las comentadas en la sección 3.8.4 para el prototipo simétrico.

En las figuras 3.33(a) y 3.33(b) se presenta la comparativa de coeficientes de reflexión de entrada y salida, respectivamente. En este diseño existen ciertas diferencias entre las respuestas de los distintos prototipos. Lo más significativo de estas variaciones son ligeros desplazamientos en frecuencia del coeficiente de reflexión. En cualquier caso, todos los prototipos presentan pérdidas de inserción superiores a 10 dB en la banda de paso, en la mayoría de los casos en torno a 15 dB.

En la figura 3.33(c) se muestra una comparativa entre las medidas de los coeficientes de transmisión de varios prototipos y la simulación en HFSS del filtro diseñado. Como se puede observar, en torno a la banda de paso del filtro las medidas de los distintos prototipos son similares. Todas las respuestas son similares también a los resultados de la simulación electromagnética. Las medidas de los prototipos muestran una frecuencia central de la banda de paso en torno a 5,1 GHz, un ancho de banda aproximado de 250 MHz y unas pérdidas de inserción comprendidas entre 5,5 dB y 7,5 dB. Como se ha comentado previamente, en torno a 1 dB corresponden exclusivamente a parte de las líneas de acceso no descontadas tras la calibración TRL.

Además de las prestaciones en la banda de paso, hay que destacar que las medidas también presentan un comportamiento muy similar en las bandas de rechazo. Todas las medidas presentan un cero de transmisión alrededor de 5,5 GHz, ligeramente desplazado con respecto al cero predicho en la simulación, ubicado en torno a 5,39 GHz. En la figura 3.33(d) se muestra el coeficiente de transmisión medido y simulado desde 2 GHz hasta 12 GHz. Como se puede observar, también en zonas de las bandas eliminadas alejadas de la banda de paso todas las medidas son muy similares entre sí y son consistentes con la simulación realizada.

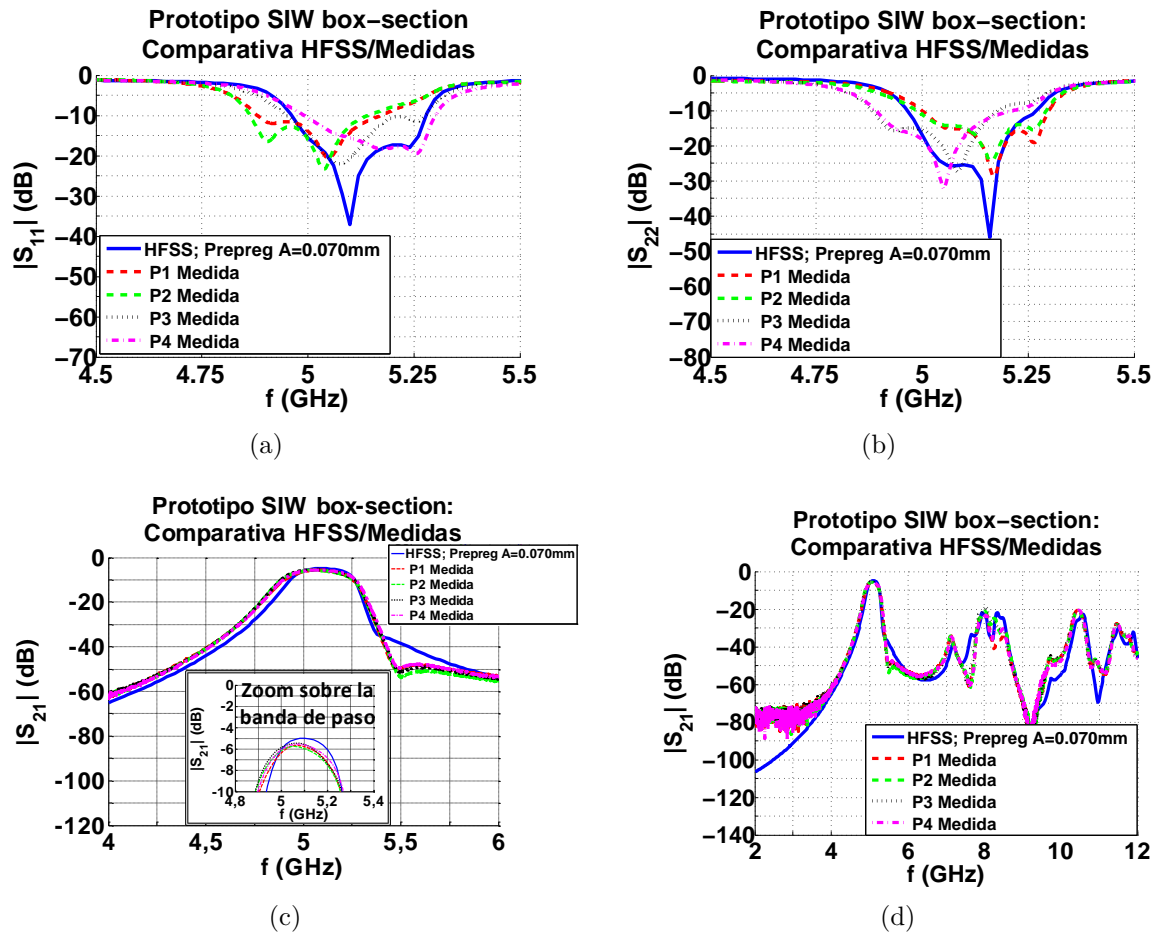


Figura 3.33: Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos del diseño “box-section”. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” en entre 4 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.

### 3.9.5. Conclusiones del diseño e implementación del prototipo “box-section”

Los resultados obtenidos del diseño e implementación del prototipo “box-section” permiten extraer las siguientes conclusiones:

- Mediante la aplicación de la estrategia de diseño propuesta se pueden implementar filtros de resonadores SIW apilados verticalmente y acoplados únicamente por ranuras con respuesta asimétrica y ceros de transmisión.
- La estructura física utilizada junto con la técnica de diseño propuesta permiten desarrollar topologías como la “box-section”, cuya naturaleza parece *a priori* totalmente inadecuada para este tipo de arquitectura física.
- La aplicación de la estrategia de diseño ha permitido la implementación de acoplamientos cruzados utilizando estructuras en las que se mantienen desacoplados



resonadores adyacentes, a pesar de que haya ranuras abiertas entre ellos.

Por último, hay que destacar que si bien la topología “box-section” supone el ejemplo más llamativo para ilustrar las posibilidades de la técnica de diseño, no es la topología más adecuada para implementar una respuesta en frecuencia asimétrica con un cero de transmisión. La selección de la estructura de la matriz de acoplamiento mejor adaptada a la estructura física de resonadores apilados puede simplificar la implementación de un filtro con una determinada respuesta en frecuencia. De hecho, en el apéndice C se presenta otro prototipo asimétrico con un cero de transmisión, pero con un diseño bastante más sencillo.

## Capítulo 4

# Filtros Interdigitales con ceros de transmisión en LTCC

En este capítulo se presentan dos diseños de filtros paso-banda interdigitales con ceros de transmisión. Para conseguir la inserción de los ceros en la respuesta en frecuencia de los filtros, se propone una topología que permite implementar acoplamientos cruzados entre resonadores no adyacentes en filtros interdigitales en tecnología “*stripline*”. La topología propuesta tiene la ventaja de que ofrece la posibilidad de añadir ceros de transmisión a la respuesta del filtro sin incrementar significativamente la complejidad física del prototipo, manteniendo una estructura de la sección transversal similar a la de un filtro interdigital en “*stripline*” clásico. De este modo, se logra que el coste de fabricación sea muy similar al de un filtro todo-polo del mismo tipo.

Se ha desarrollado un modelo circuital para analizar y caracterizar la estructura de acoplamiento propuesta. Dependiendo de determinadas condiciones, la misma estructura física tiene diferentes comportamientos, lo que permite utilizarla dentro del filtro interdigital de dos formas distintas.

La topología propuesta se ha validado mediante el diseño, fabricación y caracterización de dos filtros interdigitales diferentes en tecnología LTCC. En cada uno de ellos la estructura de acoplamiento propuesta se ha dimensionado para que presente uno de los dos comportamientos eléctricos posibles [67].

### 4.1. Introducción

Dos parámetros críticos en el diseño de filtros de microondas son su tamaño final y el factor de calidad sin carga que se puede conseguir con los resonadores utilizados. Por esto, uno de los retos más importantes en el diseño de filtros compactos es reducir el tamaño de los resonadores sin degradar su factor de calidad. En la actualidad, las tecnologías de fabricación de circuitos planares multicapa permiten desarrollar filtros muy compactos tanto en sustratos plásticos como cerámicos.

Desde los orígenes del desarrollo de filtros de microondas, las líneas de transmisión se han considerado como los resonadores canónicos para diseñar filtros en tecnología planar [68]. No obstante, es posible emplear otros tipos de resonadores integrados en sustrato, como por ejemplo los resonadores SIW utilizados en el capítulo anterior.

Además, las técnicas de fabricación multicapa modernas facilitan también la integración de resonadores de parámetros concentrados LC, donde los inductores y condensadores son directamente dibujados en las distintas capas de metalización disponibles en el sustrato multicapa [69].

Los filtros de microondas que usan en resonadores basados en líneas de transmisión suponen una buena relación de compromiso entre el tamaño y el factor de calidad sin carga de los resonadores. Los resonadores SIW, como se ha comentado en el capítulo anterior, suelen proporcionar un factor de calidad superior al de sus homólogos basados en líneas de transmisión. Sin embargo, su tamaño es considerablemente mayor, sobre todo en frecuencias bajas y medias. Esto es especialmente si no se aplica ninguna de las técnicas específicas de miniaturización de filtros SIW habituales. Por otro lado, los resonadores concentrados proporcionan topologías muy compactas, aunque el factor de calidad que ofrecen es habitualmente un orden de magnitud menor que el de los resonadores basados en líneas de transmisión.

En la bibliografía existen diferentes propuestas para la geometría de los resonadores y sus acoplamientos, que tienen como objetivo hacer más compactos los filtros de parámetros distribuidos [70, 71, 72]. Estas geometrías permiten introducir ceros de transmisión mediante la implementación de acoplamientos cruzados. No obstante, para filtros de orden elevado, los filtros interdigitales continúan siendo hoy día una de las estructuras distribuidas más compactas que se pueden utilizar [73].

En la figura 4.1 se muestra un ejemplo de filtro interdigital en “*stripline*”. En ella se muestra una vista 3D del filtro, donde se aprecia una sección transversal compuesta por dos bloques de sustrato comprendidos entre los dos planos de masa superior e inferior de las líneas “*stripline*”. Los niveles metálicos donde residen ambos planos de masa se han eliminado de la figura para poder mostrar los resonadores basados en líneas de transmisión “*stripline*”. Éstos se implementan en el nivel de metalización ubicado entre ambos bloques de sustrato. Así, la fabricación del filtro sólo requiere dos bloques de sustrato y tres máscaras de metalización, lo que supone la configuración más simple y barata para fabricar un circuito multicapa. Minimizar el número de capas de sustrato y de niveles de metalización es uno de los criterios más importantes para reducir el coste de fabricación en circuitos multicapa, especialmente en tecnologías como LTCC, cuyo coste es superior comparado con circuitos planares en plástico.

Una de las limitaciones más importantes de la topología interdigital es que la implementación de acoplamientos cruzados entre resonadores no adyacentes plantea un problema muy significativo de interconexión. La solución más extendida para solventar este problema son los filtros interdigitales generalizados [74], cuya estructura se muestra en la figura 4.2.

Esta topología permite obtener respuestas en frecuencia con ceros de transmisión, aunque sólo son posibles los acoplamientos cruzados entre resonadores superpuestos verticalmente, lo que restringe las posibilidades de introducción de ceros. No obstante, una de las desventajas más importantes es que la estructura multicapa necesaria duplica el número de dieléctricos y de niveles de metalización del prototipo con respecto a la topología clásica. Esto provoca que el coste de fabricación se incremente significativamente.

La principal contribución de este capítulo es proponer una estructura física que

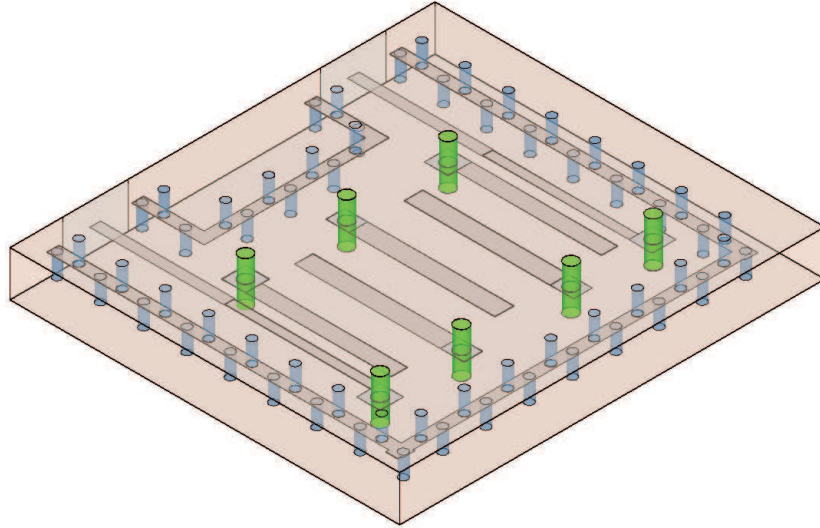


Figura 4.1: Filtro interdigital en “stripline” todo-polo de quinto orden. Los planos de masa superior e inferior no se muestran para poder mostrar las líneas internas del “layout”. También se muestran los “via-hole” desde el nivel “Top” al “Bottom”, que cortocircuitan cada resonador en su extremo con los planos de masa y los “via-hole” de apantallamiento que rodean al filtro.

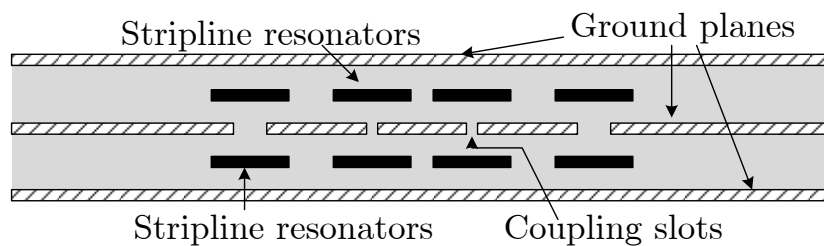


Figura 4.2: Sección transversal de un filtro interdigital generalizado en “stripline”.

permite implementar acoplamientos cruzados en un filtro interdigital, manteniendo una sección transversal similar a la de un filtro todo-polo. De este modo, se pueden diseñar filtros interdigitales compactos y con ceros de transmisión con el mismo coste de fabricación que los prototipos todo-polo clásicos.

La estructura de acoplamiento propuesta se muestra en la figura 4.3, donde se presenta una vista 3D de un prototipo real implementado en tecnología LTCC. El prototipo es un filtro interdigital de quinto orden con un cero de transmisión.

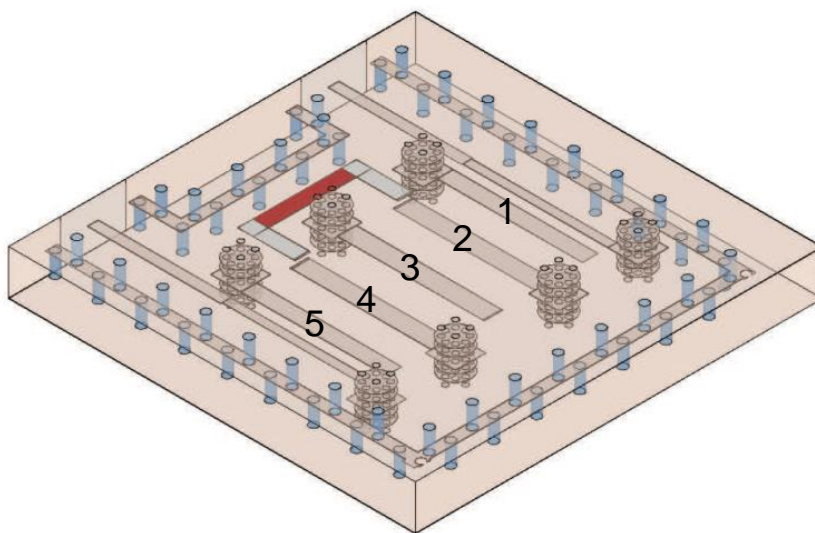


Figura 4.3: Filtro interdigital de quinto orden con un cero de transmisión (5-1) mostrando la estructura de acoplamiento cruzado propuesta. Una línea de transmisión, marcada en color oscuro en su zona central, se acopla a las terminaciones en circuito abierto de los resonadores 2 y 4. El acoplamiento se logra mediante un “gap” capacitivo en cada una de las terminaciones de la línea de acoplamiento.

La estructura “multi-via” que se observa en cada uno de los extremos cortocircuitados de los resonadores, se comporta como un corto circuito ideal en el rango de frecuencias de trabajo del dispositivo. Esta estructura fue sugerida por el fabricante, IMST GmbH, para posibilitar la fabricación de los “via-holes” que se habían especificado inicialmente cuya relación de aspecto no cumplía con las reglas de fabricación.

La estructura de acoplamiento propuesta es una sección de línea de transmisión acoplada mediante “gaps” capacitivos a las terminaciones en circuito abierto de los dos resonadores no adyacentes. La sección central de la línea de acoplamiento se ha destacado en un color más oscuro en la figura 4.3. Las condiciones de diseño que permiten que la estructura se comporte como un inversor de admitancias entre dos resonadores no adyacentes se presentan en la sección 4.2.1.

Esta estructura no es adecuada para implementar todos los acoplamientos cruzados existentes en la topología “folded”. Esto es consecuencia de que los acoplamientos cruzados entre resonadores pares e impares en la figura 4.3 no son fácilmente realizables. En esos casos, las terminaciones en circuito abierto de los resonadores se ubican en caras opuestas del filtro. Por tanto, la necesidad de atravesar toda la sección principal del filtro dificulta el uso de esta estructura para implementar este tipo de acoplamientos,

tanto desde un punto de vista de funcionamiento eléctrico como de coste de fabricación. En definitiva, esta nueva estructura de acoplamiento permite introducir ceros de transmisión, sin embargo con ella no es posible introducir el máximo número posible de ceros de transmisión en la respuesta del filtro.

En la sección 4.2.2 se desarrolla un modelo circuital para esta estructura, incluyendo un resonador  $\lambda/2$  que se añade al cuerpo principal de un filtro interdigital todo-polo. De esta forma, esta misma estructura física permite en este caso una topología para el filtro con un orden diferente, posibilitando la implementación de un mayor número de ceros de transmisión. Además, al mismo tiempo, se mantiene aproximadamente el nivel de pérdidas de inserción en la banda de paso del filtro todo-polo original. En este caso, la síntesis de la matriz de acoplamiento para esta nueva topología se desarrolla mediante un proceso de optimización [75].

Para validar experimentalmente la topología propuesta y los acoplamientos cruzados que se pueden lograr, en este capítulo se presenta el diseño y fabricación de dos filtros en tecnología LTCC. El primero es un filtro pseudo-elíptico (5-1) de quinto orden a 6 GHz, con respuesta asimétrica. El segundo diseño es un filtro pseudo-elíptico de orden siete (7-4) a 8 GHz, con una respuesta aproximadamente simétrica, implementado con tan sólo diez de los doce acoplamientos teóricamente necesarios.

## 4.2. Estructura de acoplamiento cruzado en filtros interdigitales

En esta sección se realiza el análisis eléctrico de la estructura física propuesta para implementar acoplamientos cruzados en filtros interdigitales. También se presenta su inclusión en la topología interdigital clásica mediante diferentes modelos circuitales, dependiendo de la funcionalidad que se desee para la estructura.

Como se ha comentado brevemente en la sección previa, la estructura de acoplamiento propuesta, que se muestra en la figura 4.3, consiste en una línea de transmisión que se acopla mediante “*gaps*” capacitivos a las terminaciones en circuito abierto de un par de resonadores no adyacentes. El comportamiento de esta estructura depende de la longitud eléctrica de la sección de línea de transmisión. Bajo ciertas condiciones que se detallan en los apartados siguientes, esta estructura se comporta como un inversor de admitancias que se utiliza para implementar algunos de los acoplamientos cruzados que se obtienen de la síntesis de la matriz de acoplamiento. Por otra parte, bajo condiciones de diseño diferentes esta misma estructura física se puede comportar como un resonador adicional, que se emplea para proponer una topología alternativa de filtro con ceros de transmisión adicionales.

### 4.2.1. Dimensiones de la estructura de acoplamiento para que funcione como inversor de admitancias.

La estructura de acoplamiento se puede modelar mediante el circuito equivalente de la figura 4.4. El modelo circuital está compuesto de dos inversores de admitancia, cuyos parámetros de inversión son  $J_1$  y  $J_2$ , conectados a cada una de las terminaciones

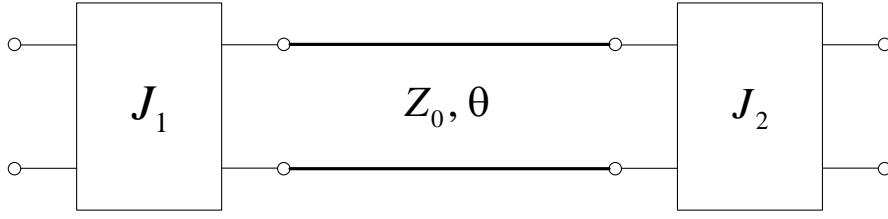


Figura 4.4: Modelo circuital de la estructura de acoplamiento propuesta.

de la sección de línea de transmisión sin pérdidas, caracterizada por su impedancia característica  $Z_0$  y por su longitud eléctrica  $\theta$  a la frecuencia central de la banda de paso.

Si los parámetros físicos se seleccionan adecuadamente, la estructura trabaja como un inversor de admitancias de banda estrecha a la frecuencia central de la banda de paso. El cálculo de la matriz ABCD para el circuito completo es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} -\frac{J_2}{J_1} \cos(\theta) & -\frac{\sin(\theta)}{jZ_0 J_1 J_2} \\ -jZ_0 J_1 J_2 \sin(\theta) & -\frac{J_2}{J_1} \cos(\theta) \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Este circuito se comporta como un inversor de admitancia caracterizado con el parámetro  $\pm J_T$  cuando se verifican simultáneamente las siguientes condiciones [19]:

- $A = D = 0$ ,
- $B = \pm 1/(jJ_T)$ ,
- $C = \mp jJ_T$ .

Estas condiciones se logran cuando la longitud eléctrica de la línea es un múltiplo impar de  $\lambda_0/4$ , donde  $\lambda_0$  representa la longitud de onda a la frecuencia central de la banda de paso. En este caso, la matriz de parámetros ABDC del circuito eléctrico completo es:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jZ_0 J_1 J_2} \\ \mp jZ_0 J_1 J_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

donde el parámetro del inversor se calcula como  $J_T = \mp J_1 J_2 Z_0$ .

Los “gaps” capacitivos que se ubican entre la línea y los resonadores correspondientes funcionan como los inversores de admitancia  $J_1$  y  $J_2$  mostrados en la figura 4.4. El modelo circuital de un ‘gap’ capacitivo es idéntico formalmente al modelo en  $\Pi$  capacitivo de parámetros concentrados de la figura 4.5, que también modela a un inversor de admitancia [19]. En el modelo de “gap” capacitivo, todas las capacidades son positivas, siendo  $C_g$  la capacidad principal del “gap” y  $C_p$  las capacidades a masa. Por su parte, en el modelo de inversor de admitancias, las capacidades  $C_p$  son negativas. Si



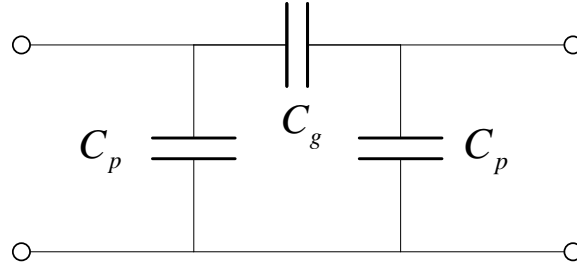


Figura 4.5: Red capacitiva en  $\Pi$ , que se puede usar para modelar un “gap” capacitivo o un inversor de admitancia seleccionando adecuadamente los valores de  $C_g$  y  $C_p$ .

se verifica que  $C_g = -C_p$ , el circuito se comporta como un inversor de admitancias de banda estrecha en  $\omega_0$ , cuyo parámetro de inversión es  $J = \omega_0 C_g$ .

Para utilizar un “gap” capacitivo como inversor de admitancias en estas circunstancias, la longitud de los resonadores adyacentes y la longitud de la línea de acoplamiento deben ser recortadas para compensar las capacidades parásitas del “gap” y las capacidades negativas del inversor. Bajo esas condiciones, la matriz ABCD de la estructura completa es

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jZ_0\omega_0^2 C_{g,1} C_{g,2}} \\ \mp jZ_0\omega_0^2 C_{g,1} C_{g,2} & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

y la estructura trabaja como un inversor de admitancias de parámetro  $J_T = \mp jZ_0\omega_0^2 C_{g,1} C_{g,2}$ , donde  $C_{g,1}$  y  $C_{g,2}$  son las capacidades del “gap” en cada extremo de la línea de acoplamiento.

Si la capacidad principal del “gap” es suficientemente pequeña, entonces la línea de acoplamiento se puede trazar en el mismo nivel de metalización que los resonadores. En cambio, si la capacidad es demasiado alta, el “gap” necesario resulta ser demasiado estrecho para las reglas de diseño del proceso de fabricación. En este caso, la línea de acoplamiento se debe trazar en un nivel diferente, permitiendo un pequeño solapamiento vertical entre la línea y las terminaciones de los resonadores, con el objetivo de construir un condensador de placas paralelas.

En resumen, de este modo se logra que la estructura de acoplamiento propuesta funcione como un inversor de admitancias, siendo al mismo tiempo eléctricamente larga, lo que posibilita el acoplamiento entre puntos físicamente remotos en un circuito distribuido. Además, la sección transversal del prototipo final es muy parecida, si no la misma, a la de un prototipo interdigital todo-polo, manteniendo los costes de fabricación y aproximadamente el nivel de pérdidas de inserción en la banda de paso.

#### 4.2.2. Dimensiones de la estructura de acoplamiento para que funcione como un resonador $\lambda/2$ adicional.

Como se ha mencionado en la sección 4.1, la estructura de acoplamiento no se puede usar para implementar acoplamientos cruzados entre resonadores pares e impares. Esto supone una limitación en el número de ceros que se pueden incluir en la respuesta del filtro, porque sólo se pueden implementar un subconjunto de los acoplamientos cruzados de la topología canónica “*folded*”.

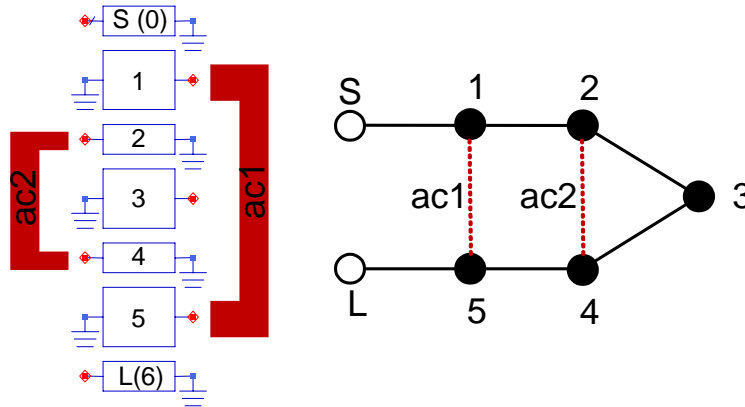


Figura 4.6: Topología de filtro interdigital de quinto orden con dos acoplamientos cruzados entre los resonadores 1 y 5 y los resonadores 2 y 4.

La topología de un filtro interdigital de quinto orden se muestra en la figura 4.6 como ejemplo. En esta figura se muestran los acoplamientos cruzados que son factibles con la estructura propuesta, que en este caso son los implementados entre los resonadores 1 y 5 y entre los resonadores 2 y 4. Esta estructura corresponde a la topología canónica “*folded*” donde se ha eliminado el acoplamiento cruzado entre los resonadores 1 y 4 puesto que no puede ser implementado con la estructura de acoplamiento propuesta.

No obstante, teniendo en cuenta que la estructura de acoplamiento propuesta consiste en una sección de línea de transmisión terminada en abierto en ambos extremos, es posible ajustar su longitud a la de un resonador  $\lambda/2$ . El mismo modelo circuital mostrado en la figura 4.4 también resulta adecuado para la estructura de acoplamiento cuando la línea se diseña como un resonador  $\lambda/2$ . En este caso, la longitud eléctrica de la línea es  $\theta = \pi$  rad. Los inversores modelan los acoplamientos con los resonadores del filtro interdigital en línea y sus constantes deben tener signos opuestos, porque las tensiones y corrientes en los extremos de la sección de línea  $\lambda/2$  tienen signos contrarios. En este caso, los acoplamientos también se implementan mediante “*gap*” capacitivos.

Bajo estas condiciones, la misma estructura física que se muestra en la figura 4.6 se comporta como un filtro de siete resonadores, con la topología que se presenta en la figura 4.7.

En la figura 4.8(a) se muestra la topología canónica “*folded*” para un filtro de orden siete. Cuando la respuesta es simétrica con cuatro ceros de transmisión, tan sólo son necesarios dos acoplamientos cruzados. Esta topología se observa en la figura 4.8(b),

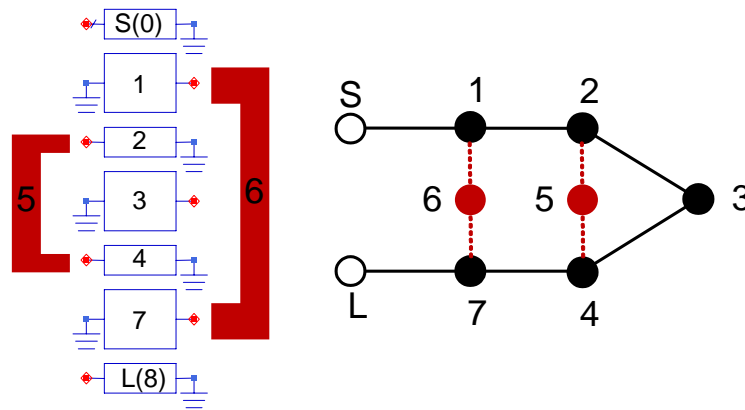


Figura 4.7: Topología de un filtro interdigital de quinto orden con dos resonadores en  $\lambda/2$  adicionales.

donde los acoplamientos cruzados innecesarios se han eliminado. De este modo, el filtro simétrico 7-4 se puede implementar considerando únicamente siete resonadores y diez acoplamientos. Este es el mismo número de resonadores y acoplamientos que están disponibles en la topología propuesta, que aparece en la figura 4.8(c).

El contexto de colaboración con empresas del ámbito de las radiocomunicaciones en el que se ha desarrollado el trabajo que se presenta en este capítulo, ha implicado que su objetivo último fuese el desarrollo de filtros planares cerámicos de bajo coste y altas prestaciones. Se debe dejar claro que por este motivo, en el desarrollo de la topología propuesta, sobre la ortodoxia en el proceso de síntesis, se han primado las posibilidades físicas de implementación y las prestaciones que se pueden conseguir para la respuesta del filtro. Por esta razón, no se ha buscado en este caso una relación analítica entre la matriz de acoplamiento de la topología propuesta y su correspondiente función de transferencia polinómica.

La síntesis numérica toma como punto de partida la matriz de acoplamiento de un filtro con respuesta Chebyshev todo-polo de quinto orden. Para modelar la inclusión de los resonadores 5 y 6 de la figura 4.7, se han insertado dos filas y dos columnas adicionales en la matriz de acoplamiento original, obteniendo finalmente una matriz de séptimo orden. Este es el punto de partida del proceso de optimización, donde se ha minimizado el error entre las respuestas real y deseada. La única restricción que se impone en este proceso es que los elementos no nulos de la matriz deben coincidir con los de la topología impuesta. Además, los factores de acoplamiento en ambas terminaciones de los resonadores  $\lambda/2$  deben tener signos opuestos, como previamente se ha mencionado. Con esto, las frecuencias de resonancia y los factores de acoplamiento se calculan optimizando la respuesta del filtro que se obtiene a partir de la matriz de acoplamiento [75]. Los resultados obtenidos tras este proceso se discuten en la sección siguiente, donde se presentan los resultados experimentales obtenidos.

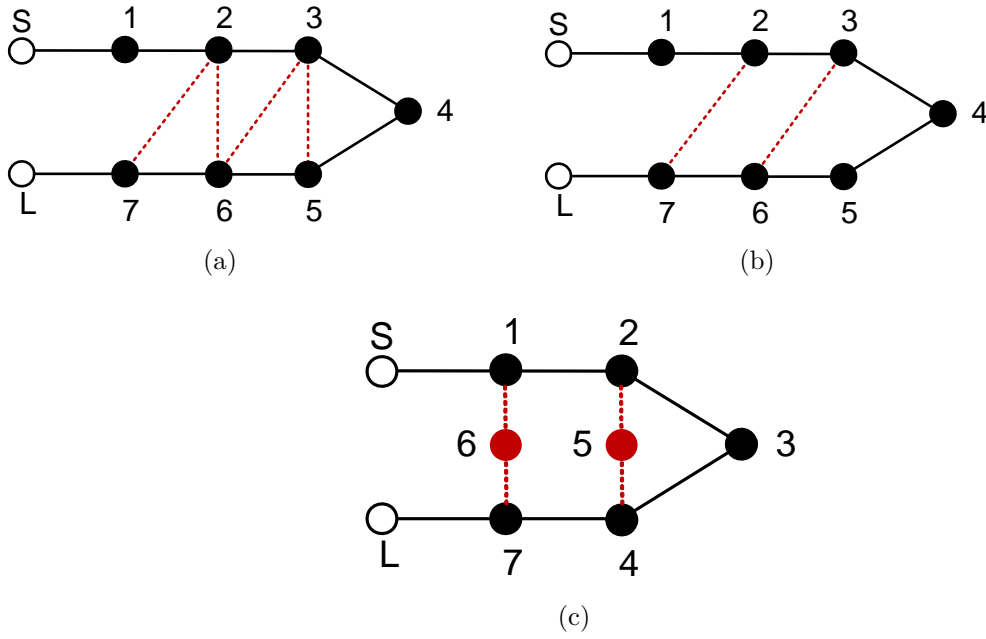


Figura 4.8: Topología canónica “folded” de un filtro de orden siete comparado con la nueva topología propuesta. (a) Topología “folded” con los acoplamientos cruzados necesarios para una respuesta asimétrica 7-4: siete resonadores y doce acoplamientos. (b) Topología “folded” con los acoplamientos cruzados requeridos para una respuesta simétrica 7-4: sólo son necesarios diez acoplamientos. (c) Topología propuesta en la figura 4.7: siete resonadores y diez acoplamientos.

### 4.3. Diseño y caracterización de prototipos

En esta sección se presentan dos diseños de filtros interdigitales con ceros de transmisión, que se han implementado y medido para validar el uso de la estructura propuesta con su doble comportamiento: como inversor de admitancias y como resonador  $\lambda/2$ . Las especificaciones de ambos filtros se presentan en la tabla 4.1.

Los filtros se han diseñado en tecnología LTCC y han sido fabricados por IMST GmbH. El sustrato cerámico empleado es CT700, cuya constante dieléctrica es  $\epsilon_r = 7,36$ , su tangente de pérdidas  $\tan \delta = 0,0028$  y se encuentra disponible en grosores de  $114 \mu\text{m}$  o  $222 \mu\text{m}$ . Como material conductor, se ha utilizado la pasta de plata TC7302, con una conductividad de  $\sigma = 23,8 \text{ MS/m}$  y un grosor final de  $11 \mu\text{m}$ .

La estructura transversal del “stack-up” LTCC se ha diseñado estableciendo un compromiso entre los costes de fabricación y el factor de calidad de los resonadores, lo que da lugar a un balance entre el número de niveles de metalización y sustratos y la anchura de las pistas correspondientes a los resonadores. La figura 4.9 presenta la sección transversal de la placa finalmente empleada en los prototipos. Ésta se compone de seis niveles de dieléctrico CT700 con grosor  $222 \mu\text{m}$  cada uno, siendo el total del grosor de la línea “stripline” de  $1332 \mu\text{m}$ .

La impedancia característica seleccionada para los resonadores es de  $Z_0 = 40 \Omega$ , lo que implica anchuras de los resonadores en torno a  $w_k \approx 550 \mu\text{m}$  y una factor de

	FILTRO A 6 GHz	FILTRO A 8 GHz
Frecuencia central ( $f_0$ )	5,775 GHz	8,0 GHz
Ancho de banda (BW)	150 MHz	300 MHz
Pérdidas de inserción (IL) en la banda de paso	$\leq 3$ dB	$\leq 3$ dB
Rizado de (IL) en la banda de paso	$\leq 0,5$ dB	$\leq 0,5$ dB
Pérdidas de retorno (RL) en la banda de paso	$\geq 15$ dB	$\geq 12$ dB
Banda de rechazo inferior	DC – 5,125 GHz	DC – 7,280 GHz
Banda de rechazo superior	6,425 GHz – 15GHz	8,720 GHz – 15GHz
IL en la banda de rechazo inferior	$\geq 60$ dB	$\geq 60$ dB
IL en la banda de rechazo superior	$\geq 45$ dB	$\geq 60$ dB
Tamaño	$\leq 25 \times 18 \times 2$ mm	$\leq 25 \times 18 \times 2$ mm

Tabla 4.1: Especificaciones de los filtros diseñados e implementados.

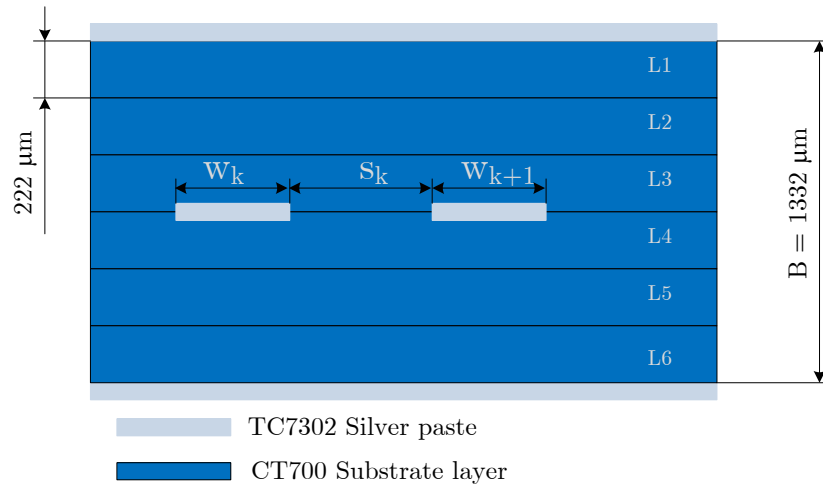


Figura 4.9: Estructura de la sección transversal del “*stack-up*” en LTCC empleado para la implementación de los filtros interdigitales con ceros de transmisión.

calidad estimado de  $Q_k = 142$  [76]. Esta selección proporciona un factor de calidad aceptable para los resonadores, junto con líneas de anchura suficiente para que sus impedancias sean bastante insensibles a las tolerancias del proceso de fabricación. Las líneas a la vez son lo suficientemente estrechas como para mantener al corte todos los modos superiores en la banda de operación.

#### 4.3.1. Diseño e implementación de un filtro (5-1) en 6 GHz

En este apartado se presentan el diseño y la caracterización del filtro a 6 GHz. Para satisfacer las especificaciones correspondientes de la tabla 4.1, se ha seleccionado una respuesta de Chebyshev generalizada de quinto orden con 15 dB de pérdidas de retorno en la banda de paso y un cero de transmisión [18]. El ancho de banda de la respuesta equivalente paso-bajo sin pérdidas se ha sobredimensionado para compensar el efecto de las pérdidas de los materiales [76], siendo el ancho de banda final de  $BW = 450$  MHz.

Con los parámetros anteriores y un cero de transmisión en la frecuencia normalizada  $\bar{\omega} = -2,8$ , las especificaciones se satisfacen en ambas bandas de rechazo. El cálculo de la función de transferencia polinómica proporciona la respuesta paso-bajo equivalente ideal que se presenta en la figura 4.10. La matriz de acoplamiento correspondiente se muestra en la figura 4.11. La matriz coincide con la topología de la figura 4.6 si se elimina el acoplamiento 1-5 (ac1).

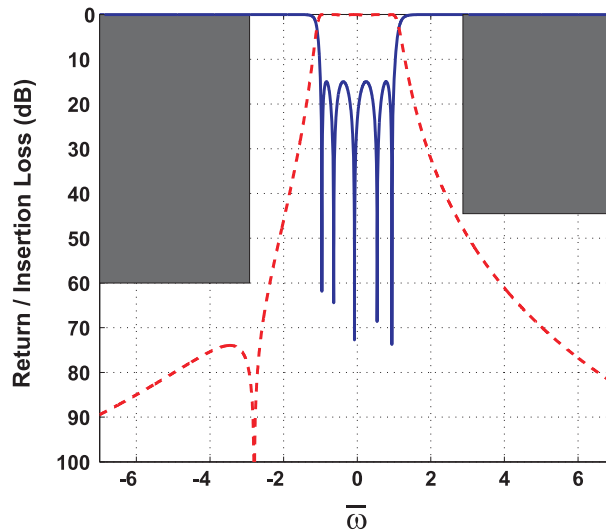


Figura 4.10: Respuesta del equivalente paso-bajo ideal para un filtro pseudo-elíptico (5-1) con 15 dB de pérdidas de retorno en la banda de paso y un cero de transmisión en  $\bar{\omega} = -2,8$ . La región sombreada representa los límites de la especificación de las pérdidas de inserción del filtro en las bandas de rechazo.

El filtro está compuesto básicamente de siete líneas “*stripline*” acopladas lateralmente. Cinco de éstas implementan los resonadores de la sección en línea o cuerpo principal del filtro, etiquetadas de ‘1’ a ‘5’, mientras que dos proporcionan la adaptación de impedancias correspondiente en cada puerto. Todas las líneas son líneas “*strip*”

	1	2	3	4	5
1	-0.01	-0.772	0	0	0
2	-0.772	-0.014	-0.583	-0.132	0
3	0	-0.583	0.232	-0.583	0
4	0	-0.132	0.583	-0.014	-0.772
5	0	0	0	-0.772	-0.01

Figura 4.11: Matriz de acoplamiento de un filtro pseudo-elíptico de quinto orden (5-1).

simétricas trazadas en el centro de la sección transversal de la placa, entre los niveles de dieléctrico L3 y L4 en la figura 4.9. El prototipo físico se presenta en la figura 4.3.

	RES. 1 & RES. 5	RES. 2 & RES. 4	RES. 3
$f_r$ (GHz)	5,778	5,779	5,724
$\Delta l_k$ ( $\mu\text{m}$ )	-2,5	-3,3	+42,5

Tabla 4.2: Frecuencias de resonancia y ajuste de longitudes de los resonadores del filtro (5-1).

La frecuencia de resonancia ( $f_r$ ) de cada resonador, calculada a partir de la desnormalización de la matriz de acoplamiento, se muestra en la tabla 4.2. La longitud del resonador  $\lambda/4$  a 5,775 GHz resulta ser 4787  $\mu\text{m}$ . No obstante, una vez que los efectos reactivos de las terminaciones en cortocircuito y circuito abierto de las líneas se compensan mediante un proceso de optimización, la longitud final de los resonadores  $\lambda/4$  a 5,775 GHz es  $l_k = 4355 \mu\text{m}$ . Esta longitud se ajusta finalmente de acuerdo a la asincronía de cada resonador, según la matriz de acoplamiento. Estas variaciones de longitud se presentan en la tabla 4.2 como  $\Delta l_k$ . Teniendo en cuenta que la tolerancia de fabricación es de  $\pm 25 \mu\text{m}$ , sólo la asincronía del resonador 3 es suficientemente significativa como para ser tomada en cuenta.

	0	1	2	3
$w_k$ ( $\mu\text{m}$ )	267	469	548	554
$s_k$ ( $\mu\text{m}$ )	298	886	996	996

Tabla 4.3: Anchuras y separaciones de las líneas del filtro (5-1).

Las anchuras de las líneas y las separaciones entre ellas se calculan usando la clásica técnica de diseño de filtros interdigitales (tabla 4.3) [6]. El filtro de quinto orden tiene una estructura simétrica, con lo que  $w_j = w_{6-j}$  para  $j \in [0, 3]$  y  $s_k = s_{6-k}$  para  $k \in [0, 2]$ , donde  $s_k$  representa la separación entre la línea  $k$  y la línea  $k + 1$ , como se puede observar en la figura 4.9.

El modelo circuital de la estructura de acoplamiento se ha presentado en la figura 4.4. La relación entre la constante de inversión total y los parámetros del modelo



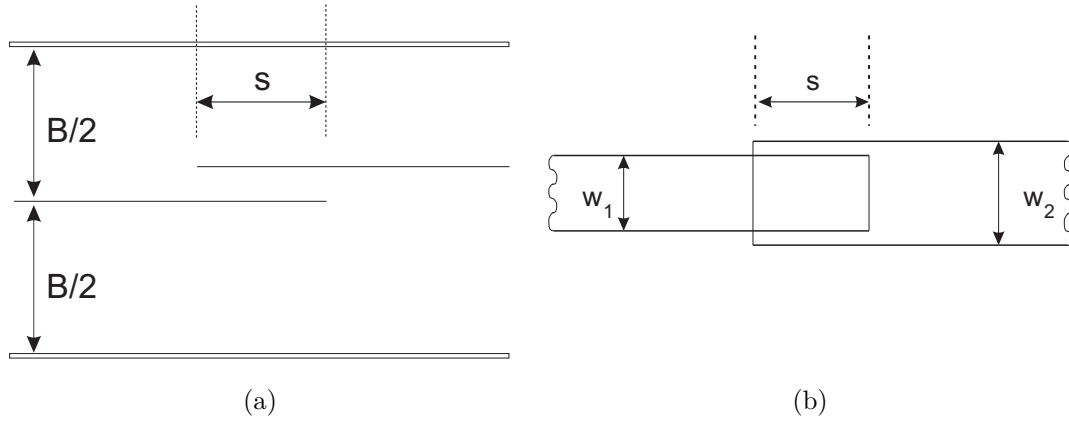


Figura 4.12: Condensador inversor de placas paralelas. (a) Vista lateral. La altura del “*stack-up*” de la línea “*strip*” es  $B$ , mientras que la longitud de solapamiento vertical es el parámetro  $s$ . (b) Vista en planta. La anchura de la línea del resonador es  $w_1$  y la anchura de la línea de acoplamiento es  $w_2$ . La relación de aspecto del solapamiento vertical se ha sobredimensionado para que se pueda observar adecuadamente. La relación real es  $s \ll w_k$ .

circuital es  $J_T = \mp J_1 J_2 Z_0$ . La estructura resultante es simétrica, con  $J_1 = J_2$ , y seleccionando  $Z_0 = 40 \Omega$  todos los elementos son realizables. Teniendo en cuenta el signo negativo de  $\bar{M}_{2,4}$  en la figura 4.11,  $\theta$  se ajusta a  $\pi/2$  en 5.775 GHz.

Para implementar los inversores  $J_1$  y  $J_2$  se han utilizado “*gaps*” capacitivos entre las terminaciones en circuito abierto de los resonadores 2 y 4, siendo la capacidad asociada al “*gap*” de  $C_g = 62$  fF [19]. El modelo circuitual de un “*gap*” se muestra en la figura 4.5. Dadas las anchuras de las líneas, se ha estimado que para lograr el valor necesario de  $C_g$  se necesita un tamaño de “*gap*” más pequeño que la mínima separación entre líneas que imponen las condiciones de fabricación [77]. Por este motivo, para obtener un valor alto de capacidad  $C_g$ , la línea de acoplamiento se ha implementado como una línea “*strip*” asimétrica, trazada entre los niveles de dieléctrico L2 y L3. Empleando esta configuración las terminaciones de la línea de acoplamiento se pueden solapar verticalmente con las terminaciones en abierto de los resonadores para implementar los elevados valores de  $C_g$  mediante una configuración de condensador de placas paralelas, como se presenta en la figura 4.12.

La separación vertical entre las placas del condensador establecido es  $222 \mu\text{m}$ , que coincide con el grosor final de un nivel de dieléctrico CT700. Las dimensiones del condensador se calculan con un proceso de optimización mediante la herramienta 3D HFSS, a partir del que también se deducen las capacidades parásitas asociadas. Para compensar estas capacidades parásitas, la longitud de la línea de acoplamiento se ajusta hasta un valor de  $l_{2,4} = 4199 \mu\text{m}$ . Al mismo tiempo, las longitudes de los resonadores 2 y 4 también tienen que ser ajustadas hasta obtener sus longitudes finales, mostradas en la tabla 4.4.

En la figura 4.13 se muestran algunos de los prototipos fabricados. El tamaño completo de éstos, incluyendo las transiciones de ambos puertos entre el nivel interno “*stripline*” y las líneas coplanares externas es  $14,6 \text{ mm} \times 13,5 \text{ mm} \times 1,332 \text{ mm}$ . Estas

	0&6	1&5	2&4	3
$l_k = l_{(6-k)} \text{ (}\mu\text{m)}$	4355	4355	4199	4397

Tabla 4.4: Longitudes finales de las líneas del filtro (5-1).

dimensiones satisfacen los requisitos iniciales correspondientes, sin embargo las dimensiones intrínsecas del dispositivo podrían ser aún más pequeñas porque la longitud de las transiciones incluyen la mitad de la longitud del THRU implementado en el conjunto de estándares de calibración TRL usado durante las medidas.

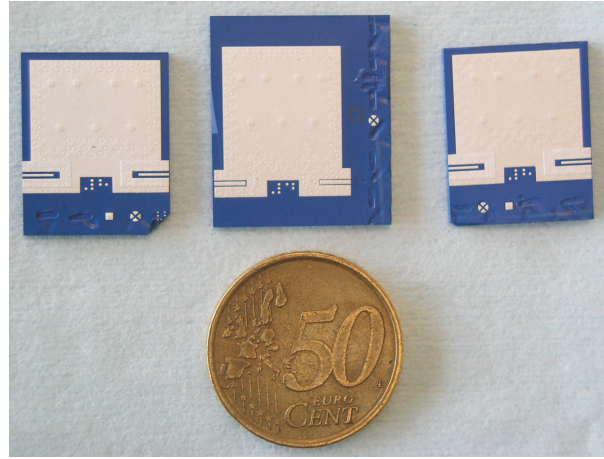


Figura 4.13: Foto de algunos prototipos implementados. Las líneas de acceso del dispositivo en el centro de la imagen se han diseñado para que éste se pueda caracterizar con sondas coplanares de la estación de medida “on-wafer”. En cambio, las líneas de acceso de los prototipos de la izquierda y de la derecha en la imagen se han diseñado para que estos filtros se usen como componentes SMD sobre una placa de FR4.

Los prototipos se han medido con el analizador de redes vectorial Agilent E8361C y la estación de trabajo “on-wafer” Cascade Microtech con sondas coplanares de 500  $\mu\text{m}$  de “pitch”. En la placa de prototipos de LTCC se ha incluido un conjunto de estándares de calibración TRL que se ha diseñado para cubrir todo el ancho de banda de interés y se ha usado hasta 20 GHz.

En la figura 4.14(a) se presentan las pérdidas de retorno; la simulación HFSS aparece con línea discontinua y la medida con traza continua. En la figura se puede observar como la respuestas medida del prototipo está ligeramente desplazada inferiormente en frecuencia con respecto a la simulación. No obstante, el comportamiento del prototipo fabricado se considera satisfactorio, dado que prácticamente verifica las especificaciones de la tabla 4.1.

Los resultados de las pérdidas de inserción se muestran en la figura 4.14(b); la medida aparece en trazo continuo y la simulación en HFSS en trazo discontinuo. La medida de las pérdidas de inserción también muestra un ligero desplazamiento en frecuencia de la respuestas, al igual que el caso antes mostrado de las pérdidas de retorno. La medida de las pérdidas de inserción en el centro de la banda de paso es de

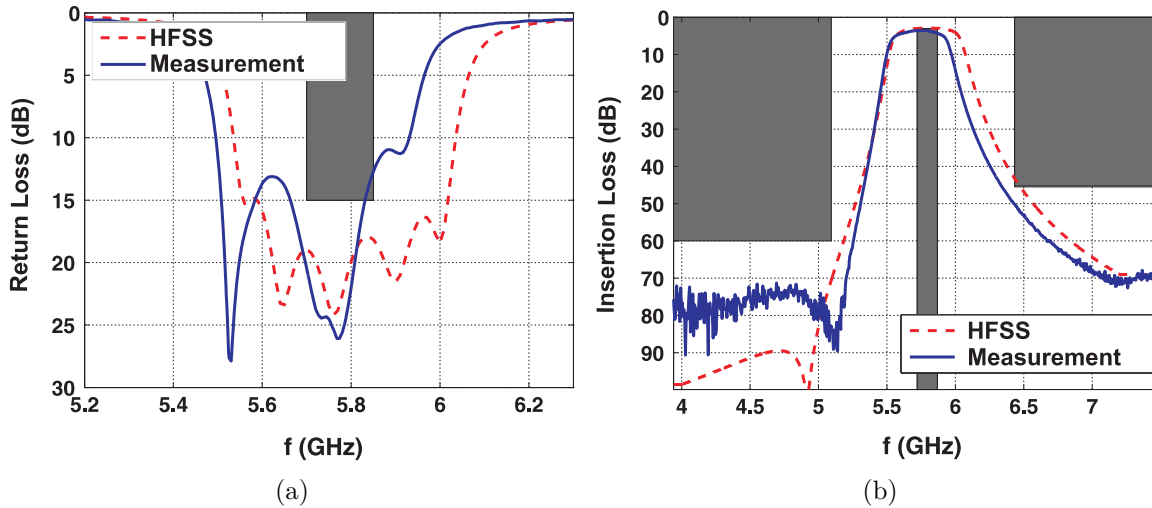


Figura 4.14: Comparación entre simulación HFSS y medidas del filtro (5-1). (a) Pérdidas de retorno del filtro (5-1). La región sombreada es la máscara de especificaciones para el parámetro correspondiente. (b) Pérdidas de inserción del filtro (5-1).

3,5 dB, ligeramente superior al valor esperado. No obstante, el rizado de las pérdidas de inserción en la banda de paso es de 0,5 dB y está dentro de las especificaciones para un ancho de banda de 150 MHz alrededor de la frecuencia central.

Las pérdidas de inserción medidas en la banda de rechazo inferior son superiores a 70 dB y en la banda superior son mejores que 50 dB hasta 16 GHz, satisfaciendo las especificaciones de partida. Por otro lado, aunque se puede observar un ligero cambio en la posición del cero de transmisión medido con respecto a la simulación, como se observa en la figura 4.14(b), este cambio está dentro de lo esperado teniendo en cuenta las tolerancias de las propiedades de los materiales y del proceso de fabricación.

Por último, la correlación entre las medidas y la simulación en HFSS valida el modelo propuesto para usar la estructura de acoplamiento como un inversor de admitancias y la estrategia descrita para el diseño de las dimensiones físicas del filtro.

#### 4.3.2. Diseño y caracterización de un filtro (7-4) en 8 GHz

En ese apartado se presenta un filtro (7-4) en 8 GHz en el que se usa la misma estructura física empleada en el diseño del filtro (5-1) previamente diseñado. El diseño que aquí se presenta es un ejemplo que permite validar el uso de la estructura de acoplamiento como un resonador  $\lambda/2$ , así como la estrategia de diseño propuesta. Las especificaciones requeridas para el filtro (7-4) se recogen en la tabla 4.1.

Como se ha comentado anteriormente, este diseño se realiza mediante un proceso de optimización. El punto de partido es una respuesta de Chebyshev todo-polo de quinto orden con unas pérdidas de retorno en la banda de paso de  $RL = 15$  dB y un ancho de banda sobredimensionado para compensar el efecto de las pérdidas de los materiales sobre la respuesta final, en este caso de  $BW = 550$  MHz.

Considerando este ancho de banda, los extremos de las bandas de rechazo se encuentran en las frecuencias normalizadas  $\bar{\omega} = \pm 2,514$ . Observando la figura 4.10 se

puede deducir que las especificaciones iniciales no se pueden satisfacer usando la estructura de acoplamiento como un inversor de admitancias. La respuesta de la figura 4.10 verifica las especificaciones en la banda de rechazo inferior de forma ajustada y la inclusión de ceros de transmisión en la banda de rechazo superior para satisfacer este requisito implicaría un incremento de la selectividad en esta banda y, en consecuencia, una degradación en las propiedades de rechazo en la banda de rechazo inferior.

El objetivo de este diseño es establecer que el empleo de la estructura de acoplamiento como resonadores adicionales permite, con el mismo “*layout*” que un filtro de orden cinco, la síntesis de una respuesta cuyas especificaciones no se pueden satisfacer mediante un diseño canónico. No obstante, la intención no es desarrollar un proceso de síntesis riguroso, sino demostrar las posibilidades que desde un punto de vista de ingeniería ofrece el uso de esta estructura como resonador.

El proceso de síntesis comienza incluyendo dos filas y dos columnas de ceros en la matriz de acoplamiento correspondiente al prototipo de Chebyshev (5-0) todo-polo inicial. Lo que significa que se han añadido dos resonadores adicionales a la matriz de acoplamiento, que se etiquetan como resonadores 5 y 6 en la figura 4.7. La matriz extendida generada se presenta en la figura 4.15.

	1	2	3	4	5	6	7
1	0	-0.773	0	0	0	0	0
2	-0.773	0	-0.598	0	0	0	0
3	0	-0.598	0	-0.598	0	0	0
4	0	0	-0.598	0	0	0	-0.773
5	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	-0.773	0	0	0

Figura 4.15: Matriz de acoplamiento extendida para el filtro inicial de Chebyshev de quinto orden considerando los dos resonadores adicionales.

Esta matriz se usa como primer paso en un proceso de optimización. El objetivo de dicho proceso es lograr un nivel de pérdidas de inserción en las bandas de rechazo de  $IL > 60$  dB para  $|\bar{\omega}| > 2,514$ , y unas pérdidas de retorno en la banda de paso superiores a 12 dB.

Las características de la topología de la figura 4.7 determinan las condiciones que se deben imponer sobre los nuevos elementos de la matriz durante el proceso de optimización. De este modo, sólo los elementos correspondientes a la asincronía de los nuevos resonadores y sus acoplamientos adyacentes pueden ser distintos de cero. Además, las constantes de acoplamiento en ambas terminaciones de los nuevos resonadores deben tener signos opuestos. La matriz que se obtiene tras imponer en el proceso de optimización estas condiciones se presenta en la figura 4.16 y su respuesta paso-bajo equivalente se muestra en la figura 4.17.

A pesar de que la respuesta en frecuencia de la figura 4.17 tiene cuatro ceros de transmisión, no posee un comportamiento monótono en las bandas de transición. De

	1	2	3	4	5	6	7
1	0	-0.773	0	0	0	0.12	0
2	-0.773	0	-0.598	0	0.32	0	0
3	0	-0.598	0.15	-0.598	0	0	0
4	0	0	-0.598	0	-0.32	0	-0.773
5	0	0.32	0	-0.32	-1.3	0	0
6	0.12	0	0	0	0	1.5	-0.12
7	0	0	0	-0.773	0	-0.12	0

Figura 4.16: Matriz de acoplamiento del filtro (7-4) obtenida tras el proceso de optimización.

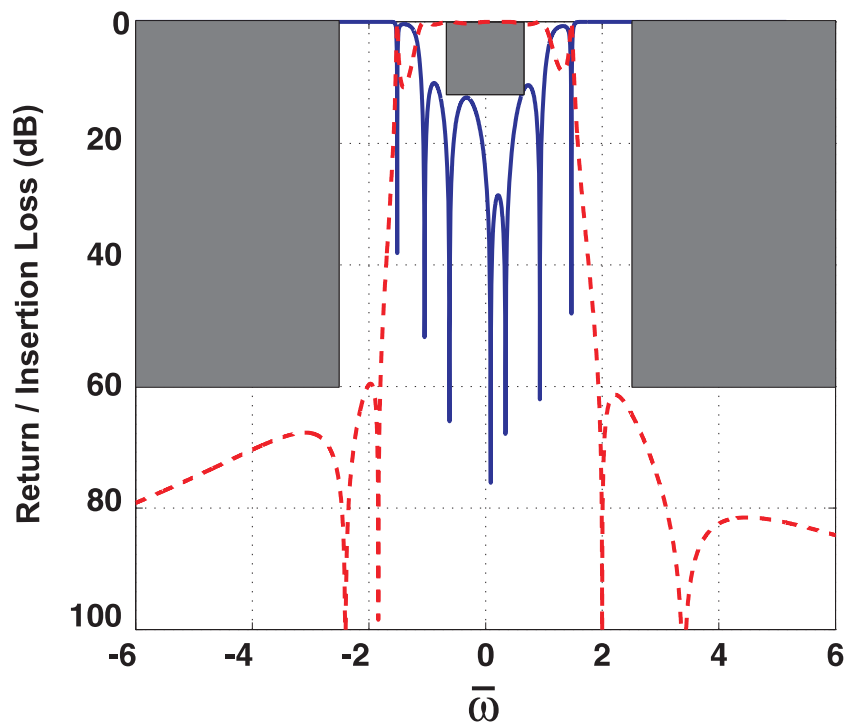


Figura 4.17: Respuesta paso-bajo equivalente del filtro idela (7-4), incluyendo los límites para las pérdidas de retorno y las pérdidas de inserción.

hecho, las pérdidas de inserción en dos frecuencias de las bandas de transición tienen un valor cercano a 0 dB. Afortunadamente, el efecto de las pérdidas de los materiales se puede usar para compensar esta respuesta indeseada en las bandas de transición, como se discute a continuación.

El primer paso para encontrar las dimensiones de la geometría del filtro es obtener las dimensiones de las líneas de transmisión, para lo que se parte de la matriz de acoplamiento de la figura 4.16. Este paso es completamente análogo al que se ha desarrollado para el filtro (5-1) en 6 GHz anterior. La única diferencia recae sobre el cálculo de las longitudes de los resonadores 5 y 6 y que en este caso las capacidades de los “*gaps*” que se requieren son suficientemente pequeñas para poder trazar todas las líneas en el mismo nivel de metalización, entre los niveles dieléctricos L3 y L4. Las anchuras y las separaciones de las líneas que forman el cuerpo principal del filtro, para resonadores con  $Z_0 = 40 \Omega$ , se muestran en la tabla 4.5. En este caso se verifica que  $w_0 = w_8$ ,  $w_1 = w_7$ ,  $w_2 = w_4$ ,  $s_0 = s_7$ ,  $s_1 = s_4$  y  $s_2 = s_3$ .

	0	1	2	3
$w_k$ ( $\mu\text{m}$ )	272	473	549	554
$s_k$ ( $\mu\text{m}$ )	320	938	1038	1038

Tabla 4.5: Anchuras y separaciones de las líneas del filtro (7-4).

Las líneas 5 y 6 de la figura 4.7 se dimensionan como resonadores  $\lambda/2$  con la misma impedancia característica que los otros resonadores y, por tanto, también con la misma anchura de línea. Mediante el uso de HFSS, las longitudes de los resonadores  $\lambda/4$  en 8 GHz del cuerpo principal del filtro se han ajustado a  $3025 \mu\text{m}$ . Además, también se han dimensionado los “*gaps*” capacitivos y se han absorbido las capacidades parásitas asociadas en las longitudes de los resonadores cuando ha sido conveniente. Las longitudes finales de los resonadores ajustados son  $l_3 = 3043 \mu\text{m}$ ,  $l_5 = 6129 \mu\text{m}$  y  $l_6 = 6300 \mu\text{m}$ . El “*layout*” definitivo del filtro (7-4) se presenta en la figura 4.18, donde los “*gaps*” capacitivos entre los resonadores del cuerpo principal y los resonadores adicionales se identifican como  $g_{2,5} = 730 \mu\text{m}$  y  $g_{6,1} = 720 \mu\text{m}$ .

En la figura 4.19 se muestra la simulación electromagnética realizada en HFSS del filtro sin pérdidas. Como se puede observar, los resultados son muy similares a la respuesta obtenida a partir de la matriz de acoplamiento de la figura 4.17. De este modo, se consideran validados tanto el procedimiento de diseño como el uso de la estructura propuesta como resonador  $\lambda/2$  descrito en el apartado 4.2.2.

La inclusión de las pérdidas de los materiales en la simulación modifica sustancialmente la respuesta del filtro. Por tanto, la optimización final del filtro se ha realizado sobre un modelo que incluye las pérdidas, utilizando como punto de partida del ajuste las dimensiones calculadas previamente.

Cuando las pérdidas del material se incluyen en la simulación, los dos picos de la banda de transición desaparecen y la respuesta resultante se suaviza, tanto en las bandas de transmisión como en torno a las frecuencias donde se ubican los ceros de transmisión. La comparación entre las pérdidas de inserción obtenidas antes y después del último proceso de ajuste en HFSS se muestra en la figura 4.20(a), así como las

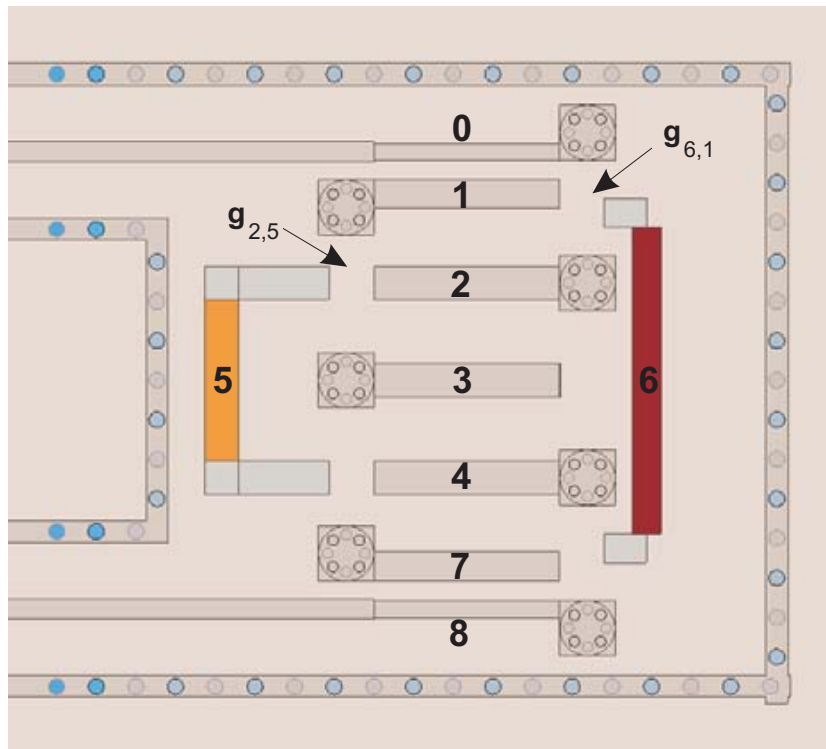


Figura 4.18: “Layout” del filtro (7-4) en 8 GHz con la identificación de las líneas y de los “gaps” capacitivos.

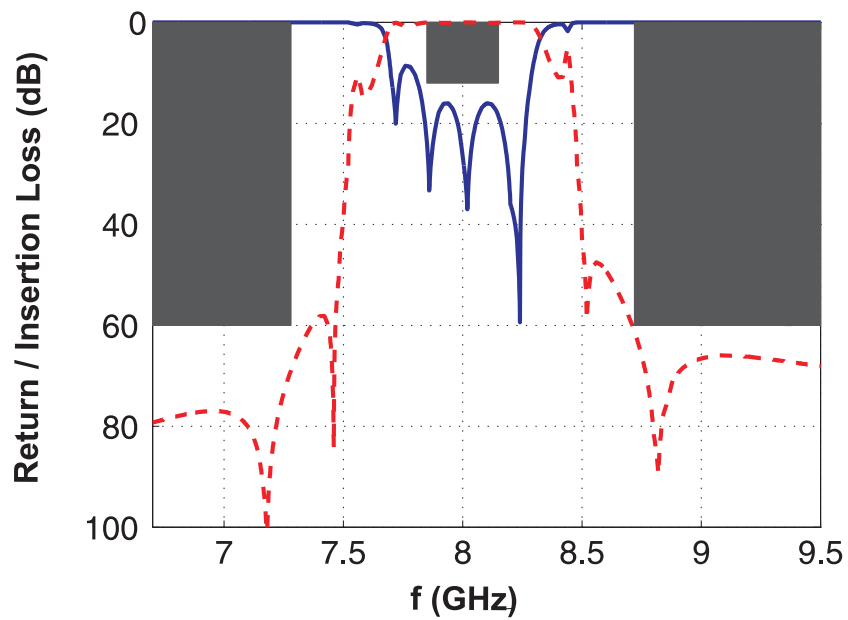


Figura 4.19: Respuesta en frecuencia sin pérdidas del filtro (7-4) simulada en HFSS.



pérdidas de retorno en la figura 4.20(b). En ambos casos, las respuestas del prototipo simulado con el ajuste final se muestran con traza continua. Se puede observar como este ajuste final proporciona una mejora en las pérdidas de inserción de las bandas de rechazo superior e inferior, logrando de este modo que la respuesta satisfaga las especificaciones inicialmente requeridas. También las pérdidas de retorno son mayores que 15 dB en toda la banda de paso, verificando a su vez las especificaciones.

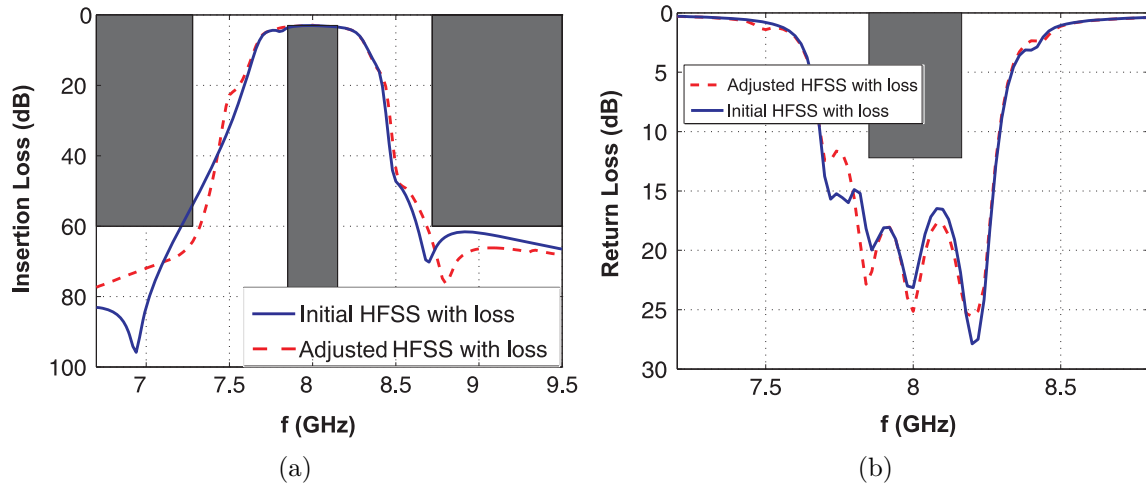


Figura 4.20: Simulaciones en HFSS para ajustar la respuesta del prototipo final (7-4) considerando pérdidas de los materiales. (a) Pérdidas de inserción. (b) Pérdidas de retorno.

El prototipo final (7-4) en 8 GHz se ha implementado en la misma placa de LTCC que el prototipo (5-1) en 6 GHz y se ha caracterizado con los mismos instrumentos de medida y técnica de calibración descritos anteriormente. Las dimensiones del prototipo final son 9 mm  $\times$  9 mm  $\times$  1,332 mm. La respuesta de pérdidas de inserción medidas se muestra con traza continua en la figura 4.21(a), donde la simulación HFSS se presenta con trazo discontinuo. Las respuestas medida y simulada son bastante similares, sobre todo en lo que a la banda de rechazo superior se refiere. Las pérdidas de inserción son algo superiores al nivel esperado, no obstante, están dentro de las posibles variaciones provocadas por las tolerancias de fabricación. El efecto más significativo de las tolerancias de fabricación es la variación en la posición del cero de transmisión ubicado en torno a 8,5 GHz. Este cero se ha movido hacia la banda de transición, causando una disminución importante en las pérdidas de inserción en frecuencias inmediatamente por encima de su ubicación.

En la figura 4.21(b) se muestra una comparativa entre las pérdidas de retorno en la banda de paso medida y simulada. Se puede observar como la adaptación del filtro es muy similar a lo esperado, con unas pérdidas de retorno de  $RL < 15$  dB en toda la banda de paso, lo que es 3 dB mejor que la especificación inicial.

La conclusión más importante que se obtiene a partir del diseño e implementación de este prototipo es la posibilidad de implementar un filtro cuya selectividad no se puede obtener con una topología de quinto orden, como la utilizada para el filtro en 6 GHz.

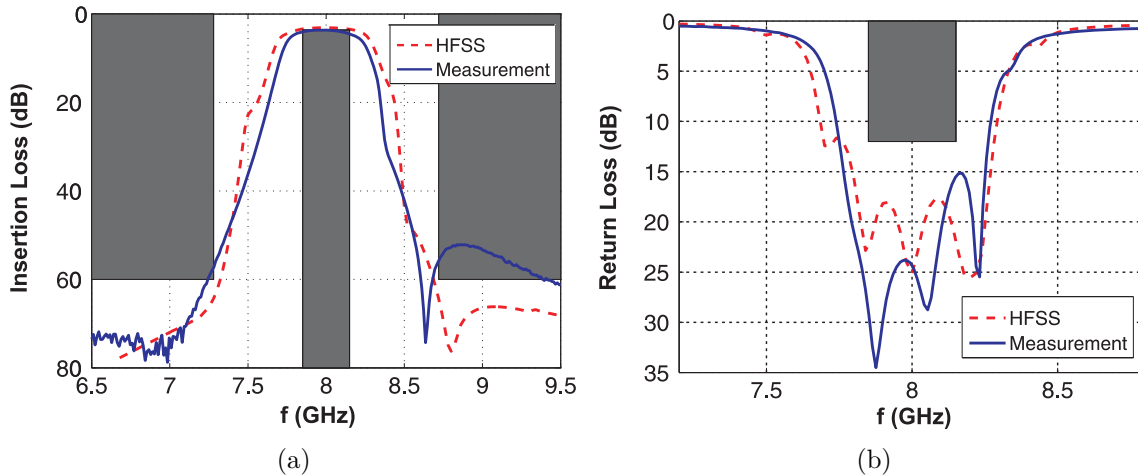


Figura 4.21: Comparativa entre simulación HFSS y medidas de la respuesta del prototipo final (7-4). (a) Pérdidas de inserción. (b) Pérdidas de retorno.

Al mismo tiempo, las pérdidas de inserción en el centro de la banda de paso están en torno a 3 dB, lo que prácticamente coincide con las pérdidas de inserción del filtro de quinto orden, pero con una topología basada en siete resonadores que proporcionan una mayor selectividad en la respuesta del filtro.

La debilidad de esta propuesta es que, en principio, no existe un procedimiento de síntesis sistemático que proporcione la respuesta monótona para los prototipos ideales sin pérdidas. No obstante, el prototipo medido muestra como la estructura propuesta supone una solución muy interesante desde un punto de vista de ingeniería para diseñar filtros compactos con prestaciones atractivas.

# Capítulo 5

## Otros diseños de banda ancha integrados en sustrato

### 5.1. Introducción

En este capítulo se presentan diversos diseños de banda ancha que pueden ser de gran interés como partes de un sistema transceptor implementado de forma integrada en una plataforma multicapa. Los capítulos previos se han focalizado en el diseño de filtros, proponiendo diversas soluciones novedosas para la implementación de un elemento clave en cualquier arquitectura de RF o de microondas, como son los filtros paso-banda. No obstante, además de estos elementos, cualquier sistema transmisor o receptor requiere de otros componentes para su correcto funcionamiento: amplificadores, acopladores, mezcladores, atenuadores, etc.

En los sistemas integrados en sustratos multicapa es habitual que los componentes activos se incluyan en el sistema como componentes de montaje superficial. No obstante, en el caso de los pasivos resulta muy atractivo diseñarlos de forma integrada en la plataforma multicapa, dado que esto generalmente permite reducir costes de componentes, pero sobre todo disminuir el tamaño final del sistema y facilitar la integración de todas sus partes. Esto resulta especialmente interesante cuando se trata de componentes con un gran ancho de banda y altas prestaciones, ya que los componentes de montaje superficial con estas características suelen ser escasos y caros.

Además de los propios componentes de la cadena transceptora de RF o microondas, en cualquier plataforma multicapa es habitual utilizar diversos niveles de metalización de la misma para enrutar múltiples tipos de señales, también las de alta frecuencia. Esto, que permite un alto nivel de integración del sistema completo reduciendo considerablemente su tamaño, provoca que surja la necesidad de diseñar diversas transiciones que permitan conectar los distintos niveles de metalización empleados sin añadir degradación adicional sobre las señales de RF. De este modo, resulta clave el diseño adecuado de transiciones de RF de banda ancha entre diversos de metalización de la placa.

En los siguientes apartados se presentan varios diseños de dispositivos pasivos de banda ancha de diversa índole, integrados en sustrato, que habitualmente aparecen en cualquier arquitectura de RF. En primer lugar, se presenta el diseño de un acoplador direccional asimétrico de banda ancha integrado en LTCC, cuya principal aportación es

la introducción de una solución particular en la etapa de mayor acoplamiento que permite salvar el problema del accesos a sus puertos sin apenas degradar sus prestaciones intrínsecas. En segundo lugar, se presenta una técnica de diseño de cargas adaptadas de banda ancha y altas prestaciones. Esta técnica se valida mediante el diseño y realización de dos prototipos sobre sustratos diferentes con tipos de componentes distintos. Estas realizaciones permiten demostrar la flexibilidad de la técnica, ofreciendo muy buenos resultados en un gran ancho de banda. Por último, en el tercer apartado del capítulo se presenta una estrategia de diseño de transiciones verticales de banda ancha basadas en “*via-holes*”. Además de presentar la estrategia, se muestran diversos ejemplos de su aplicación para distintos sustratos, anchos de banda, longitudes eléctricas, etc. El resultado obtenido en todos los ejemplos demuestra la versatilidad de la técnica de diseño, permitiendo obtener transiciones de alta calidad en un gran ancho de banda aplicando una serie de pautas y condiciones preestablecidas.

## 5.2. Acoplador de banda ancha

Los acopladores direccionales de banda ancha son un componente importante en muchos sistemas de medida de microondas como: medidores de potencia, lazos de control automático de ganancia, analizadores de redes, etc. En muchos casos estos acopladores se contruyen en base a líneas acopladas en sustratos monocapa como “*microstrip*” o líneas coplanares, que son medios de transmisión ‘quasi-TEM’. En estos casos las velocidades de fase de los modos par e impar de las líneas acopladas son distintas, lo que supone una importante desventaja en su aplicación para la implementación de acopladores direccionales de banda ancha a frecuencias de microondas [2].

Las líneas enterradas de dieléctrico homogéneo soportan modos TEM con la misma velocidad de fase, con lo que son particularmente apropiadas para optimizar el diseño de dispositivos como los acopladores direccionales. Dos de las mayores dificultades para diseñar acopladores direccionales en sistemas de guiado enterrados son:

- La elección de un “*stack-up*” multicapa apropiado.
- El diseño de transiciones entre los niveles externos de señal y los accesos a los puertos enterrados del acoplador de forma que sus prestaciones intrínsecas permanezcan intactas en todo el ancho de banda de operación.

En muchas aplicaciones de medida, donde las características de fase son irrelevantes, los acopladores direccionales asimétricos basados en múltiples secciones de líneas acopladas suponen una opción interesante, dado que ofrecen mayor ancho de banda y una respuesta en frecuencia más plana que sus homólogos simétricos con el mismo número de secciones. Además, el tamaño del acoplador y las pérdidas de inserción se reducen a la mitad manteniendo el mismo nivel de prestaciones eléctricas.

Cuando se diseñan acopladores direccionales, se pueden identificar tres tipos de dificultades intrínsecamente asociados al diseño:

- Lograr valores altos de acoplamiento.

- Compensar los efectos parásitos de las discontinuidades entre las múltiples secciones o etapas del acoplador.
- En el caso de los acopladores asimétricos, separar los puertos de acceso de la sección de máximo acoplamiento, ubicada en uno de los extremos del acoplador, con el objetivo de evitar una degradación en el nivel de acoplamiento, aislamiento y pérdidas de retorno.

En la bibliografía se encuentran soluciones para obtener niveles elevados de acoplamiento que se basan en líneas acopladas verticalmente [78, 79], este tipo de solución se ha usado también en este apartado. Por otro lado, se han propuesto distintas alternativas para compensar los efectos parásitos producidos en las discontinuidades entre las secciones del acoplador. En [80] y [81] se han modelado estos efectos parásitos para el caso de acopladores direccionales basados en secciones de líneas “*strip*” acopladas verticalmente y con desplazamiento lateral. En esos trabajos los parásitos se compensan conectando capacidades en paralelo con las líneas de cada sección del acoplador. Esta técnica se ha aplicado en [78] y en [81] para diseñar acopladores direccionales de tres etapas mediante este tipo de líneas. Sin embargo, en esos trabajos la banda de operación de los dispositivos diseñados se ubica por debajo de 6 GHz, donde los efectos parásitos de las discontinuidades son más sencillos de compensar. En [79] se presenta un acoplador de tres etapas “*stripline*” en tecnología multicapa LTCC, donde se ha usado una sección transversal particular. En este diseño se han empleado transiciones escalonadas para reducir los efectos parásitos entre las secciones del acoplador. No obstante, hasta la fecha no se han encontrado contribuciones para solucionar el tercer problema indicado: cómo extraer los puertos de salida desde la sección de máximo acoplamiento, ubicada en uno de los extremos del acoplador, sin degradar su funcionamiento intrínseco.

En este apartado se presenta el diseño de un acoplador direccional asimétrico de 10 dB en tecnología LTCC multicapa, basado en seis secciones o etapas de líneas “*strip*” acopladas verticalmente y con desplazamiento lateral, con un ancho de banda desde 1,8 a 18 GHz. Un acoplador direccional asimétrico multisección es un circuito cuyo acoplamiento decrece gradualmente desde la primera sección hasta la última. En la figura 5.1 se muestra una vista 3D del diseño realizado donde se observa el cuerpo principal del acoplador formado por líneas “*strip*” acopladas verticalmente, con las secciones de mayor acoplamiento ubicadas junto a los puertos 1 y 2. Como se puede observar en la figura, la separación entre las líneas acopladas de la primera sección es tan pequeña que las líneas de acceso a los puertos 1 y 2 se acoplarían entre sí incluso aunque no estuvieran conectadas al acoplador, degradando por completo las prestaciones del dispositivo.

La principal contribución de este diseño es que incluye una primera sección mixta novedosa que combina líneas acopladas de tipo Coplanar Multicapa Apantallada (“*Shielded Multilayer Coplanar Waveguide*”, SMCPW) con las líneas “*strip*” acopladas verticalmente y con desplazamiento lateral del diseño original, permitiendo extraer los puertos de salida a partir de la sección de máximo acoplamiento del acoplador evitando cualquier degradación en las prestaciones eléctricas del diseño original [82].

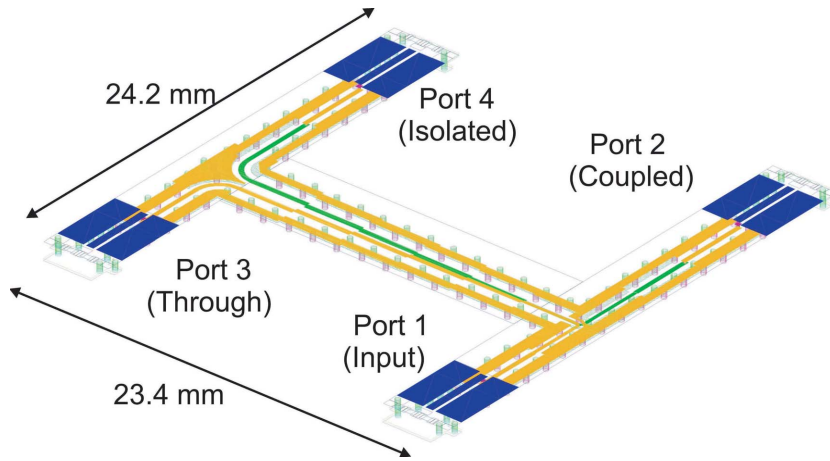


Figura 5.1: Vista 3D del acoplador direccional asimétrico de seis etapas implementado en LTCC en el sustrato Ferro A6M.

### 5.2.1. Condiciones de diseño del acoplador direccional

Como ya se ha comentado anteriormente, en un acoplador asimétrico multisección el acoplamiento de cada sección decrece gradualmente desde la primera sección hasta la última. Cada sección se diseña con una longitud de  $\lambda/4$  a la frecuencia central de la banda de operación. El diseño que se presenta en este apartado es el de un acoplador direccional asimétrico de seis etapas en LTCC, con un rizado en la banda de paso de  $\pm 0,3$  dB en el rango de frecuencias de 1,8 – 18 GHz. Las impedancias de los modos par e impar de cada etapa que corresponden a estas especificaciones, se pueden encontrar tabuladas en [83].

Para el diseño e implementación del acoplador se ha usado un “*stack-up*” multicapa en LTCC basado en el material Ferro A6M cuya constante dieléctrica es  $\epsilon_r = 5,9$ . Como se ha comentado, cada etapa del acoplador consiste en una sección de líneas “*strip*” acopladas verticalmente y con desplazamiento lateral. Se ha escogido este tipo de líneas porque mantienen ecualizadas las velocidades de fase de los modos par e impar y al mismo tiempo permiten lograr el elevado valor de acoplamiento necesario para la primera etapa del acoplador. En la figura 5.2 se presenta una vista de la sección transversal del par de líneas acopladas empleado en cada sección, así como de la estructura de capas seleccionada para este diseño.

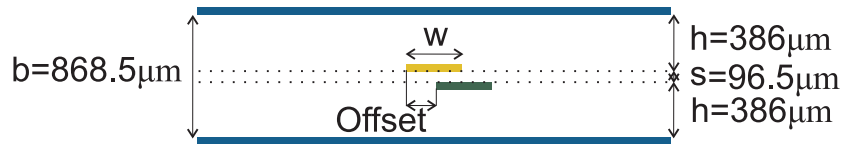


Figura 5.2: Vista de la sección transversal de dos líneas “*strip*” acopladas verticalmente y con desplazamiento lateral en la estructura multicapa seleccionada para el diseño del acoplador. Los sustratos más gruesos se han construido pegando dos sustratos de  $193 \mu\text{m}$ .

El objetivo de este diseño es lograr un valor de acoplamiento en torno a 10 dB en el rango de frecuencias 1,8 – 18GHz, proporcionando al mismo tiempo buenas prestaciones en términos de aislamiento y pérdidas de retorno. Una vez que se ha definido la geometría transversal de la placa y se ha seleccionado el tipo de líneas acopladas con las que implementar cada sección del acoplador, la metodología de diseño continúa en dos líneas de trabajo diferentes:

- La primera línea consiste en el diseño y optimización de características propias del acoplador. Esta línea incluye dos tipos de problema cuya solución se presentan en este apartado.
  1. El diseño preliminar del cuerpo del acoplador direccional, sin considerar los accesos en codo a las etapas de los extremos del acoplador.
  2. La extracción de los puertos de salida a partir de la sección de máximo acoplamiento sin degradar el funcionamiento intrínseco obtenido en el diseño anterior.
- La segunda línea de trabajo consiste en el diseño y optimización de otros componentes que no forman parte del acoplador en sí mismo, pero que son necesarios para acceder a él o para cargar adecuadamente alguno de sus puertos y que tienen un impacto importante sobre las prestaciones eléctricas finales. El trabajo realizado en esta línea se describe en apartados posteriores de este capítulo e incluye:
  1. El diseño de las transiciones verticales para acceder a cada uno de los puertos del acoplador.
  2. El diseño de cargas adaptadas de banda ancha para terminar adecuadamente los puertos en los casos en que sea necesario.

### 5.2.2. Diseño del cuerpo principal del acoplador direccional

En la tabla 5.1 se muestran las impedancias de los modos par e impar de cada sección del acoplador según se obtienen de [83]. Empleando las expresiones que aparecen en [84] se obtienen las dimensiones iniciales de las líneas de cada sección, de forma que cada una posea las impedancias correspondientes. Con estas dimensiones, el cuerpo del acoplador se simula mediante un análisis electromagnético 2D, que muestra una respuesta en frecuencia muy próxima a la simulación circuital ideal. En este caso, las discontinuidades entre etapas no son suficientemente influyentes como para producir una degradación apreciable en las prestaciones eléctricas del acoplador, con lo que no resulta necesario efectuar ningún tipo de compensación por este motivo. Las dimensiones del acoplador se muestran en la tabla 5.1.

### 5.2.3. Diseño de los puertos de acceso del acoplador

Una vez que se ha diseñado el cuerpo principal del acoplador, según se describe en el apartado anterior, en esta sección se presenta el diseño de las líneas de acceso a sus



Tabla 5.1: Impedancias características y dimensiones físicas del acoplador direccional asimétrico de seis etapas.

Sección	$Z_{0e}(\Omega)$	$Z_{0o}(\Omega)$	$W(\mu\text{m})$	Offset( $\mu\text{m}$ )	L(mm)
1	87.72	28.5	190.5	127.0	3.09
2	74.10	33.74	228.6	256.5	3.09
3	64.79	38.59	259.0	383.5	3.09
4	58.52	42.72	269.2	525.8	3.09
5	54.44	45.93	277.0	708.7	3.09
6	51.92	48.16	282.0	947.4	3.09

puertos. En la última sección, donde el acoplamiento es muy débil, la distancia entre el par de líneas acopladas es suficientemente grande, de manera que es posible el acceso a los puertos mediante sencillas curvas en “*stripline*” sin apenas degradar las prestaciones eléctricas del dispositivo [2]. Sin embargo, en la primera sección, donde el acoplamiento es el más fuerte de todas las etapas, la separación entre el par de líneas acopladas es muy pequeña y resulta muy difícil acceder a estos puertos sin alterar el acoplamiento, el aislamiento y las pérdidas de retorno del acoplador. La solución más simple se basa en acceder a estos puertos mediante codos de  $90^\circ$  con chaflán, como se muestra en la figura 5.3. No obstante, este tipo de solución produce una degradación apreciable en la respuesta en frecuencia del dispositivo. Este efecto no se puede compensar con ninguna de las opciones de ajuste disponibles, que fundamentalmente serían la optimización de la longitud y la sección transversal de la primera etapa o de la geometría del chaflán.

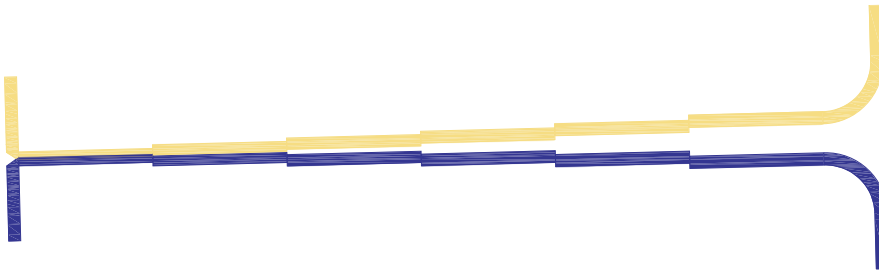


Figura 5.3: Vista en planta del acoplador direccional con los puertos de acceso en “*stripline*”. En las etapas exteriores del acoplador, la de mayor y menor acoplamiento, se pueden observar los dos tipos diferentes de acceso a los puertos, en forma de codos de  $90^\circ$  con chaflán y curvas suaves, respectivamente.

Para intentar compensar el exceso de acoplamiento producido en el acceso con codos de  $90^\circ$  a los puertos de la primera etapa, en primera instancia se ha propuesto modificar esta etapa incluyendo una sección corta débilmente acoplada. Esta propuesta se muestra en detalle en la figura 5.4. Como se aprecia, se ha incluido una sección de compensación, con acoplamiento  $C_x$  y longitud  $L_x$ , de modo que la longitud de la

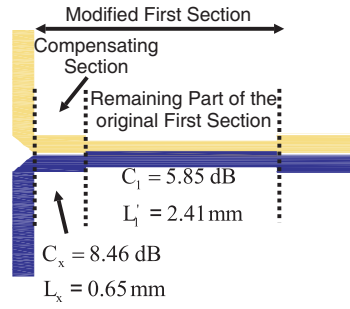


Figura 5.4: Vista en planta de la primera sección modificada incluyendo una sección de compensación débilmente acoplada y la parte correspondiente de la primera sección original.  $C_x$  y  $L_x$  son el acoplamiento y la longitud de la sección de compensación.  $C_1$  y  $L_1$  son el acoplamiento y la longitud remanentes de la primera sección original.

primera sección original se reduce a un valor de  $L_1'$ , verificando que  $L_1' = L_1 - L_x$ , donde  $L_1$  es la longitud de la primera etapa original.

Tras un proceso de optimización de la estructura propuesta, la mejor respuesta del acoplador se obtiene para  $C_x = 8,24 \text{ dB}$ ,  $L_x = 0,65 \text{ mm}$  y  $L_1' = 2,41 \text{ mm}$ . Para ilustrar la mejora que proporciona la solución propuesta, en la figura Fig. 5.5 se muestra una comparación del funcionamiento del acoplador antes y después de la optimización. En trazo discontinuo aparece la respuesta correspondiente al diseño original de la figura 5.3 y en trazo continuo la respuesta del diseño optimizado, resultante de sustituir la primera etapa original por la que se muestra de la figura 5.4. Como se puede apreciar, aunque mediante la modificación propuesta se logra una ligera mejora del acoplamiento, esta solución sólo proporciona una mejora marginal del aislamiento del acoplador, obteniendo un valor de alrededor de 22 dB en el extremo superior del rango de frecuencias de funcionamiento.

Con el objetivo de mejorar los resultados obtenidos mediante la propuesta anterior, se ha considerado una nueva topología basada en una primera sección mixta, compuesta por dos tipos de líneas acopladas diferentes. En ambos casos se trata de líneas de acoplamiento vertical con desplazamiento. El primer par es de tipo “stripline”, el segundo par es coplanar multicapa apantallada (SMCPW). La estructura propuesta se muestra en la figura 5.6 y la sección transversal del par de líneas SMCPW acopladas se muestra en la figura 5.7.

Las líneas acopladas SMCPW logran un acoplamiento más débil que sus homólogas “stripline” para los mismos valores de longitud, anchura y separación de pistas. Además, los planos de masa de las salidas en codo de la SMCPW incrementan el aislamiento entre las líneas de acceso a puertos diferentes. Por tanto, la idea es modificar la primera etapa del acoplador, empleando una combinación de líneas acopladas SMCPW y “strip”, accediendo a los puertos de la etapa mediante codos achaflanados de  $90^\circ$  en líneas SMCPW. De esta forma se espera mejorar los problemas de exceso de acoplamiento y de pérdida de aislamiento.

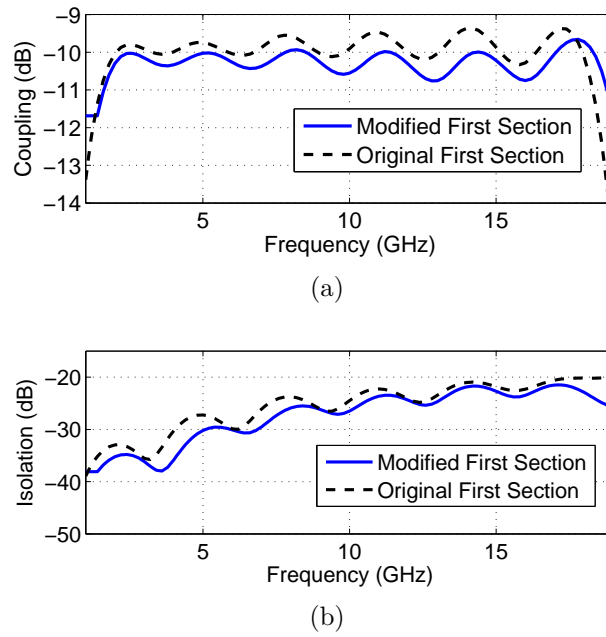


Figura 5.5: Comparativa del comportamiento simulado del acoplador direccional considerando la primera etapa original y la primera etapa modificada con la sección de compensación propuesta. a) Acoplamiento. b) Aislamiento.

La metodología de diseño para la estructura propuesta es:

1. Las líneas acopladas SMCPW se diseñan con la misma anchura y desplazamiento lateral que las líneas “strip” de la primera etapa original y con un “gap” de  $150\ \mu\text{m}$ , el mínimo fabricable.
2. Los codos en SMCPW se diseñan para tener una impedancia característica en cada puerto de  $50\ \Omega$ .
3. Por último, las longitudes de esta nueva primera etapa mixta se ajustan para lograr el valor de acoplamiento deseado. En este caso, las longitudes optimizadas

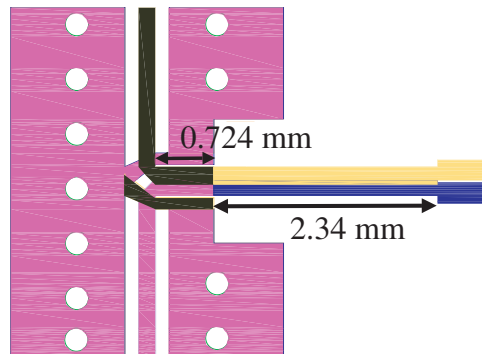


Figura 5.6: Vista en planta de la nueva primera etapa mixta con codos SMCPW

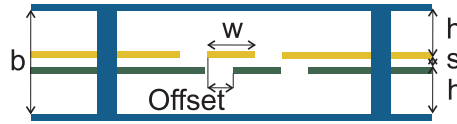


Figura 5.7: Vista de la sección transversal del par de líneas SMCPW acopladas.

son:  $L_{\text{SMCPW}} = 0,724 \text{ mm}$  y  $L_{\text{Stripline}} = 2,34 \text{ mm}$ , respectivamente, como se puede observar en la figura 5.6. El acoplador direccional con esta nueva primera etapa mixta y los codos en SMCPW se muestra en la figura 5.8.

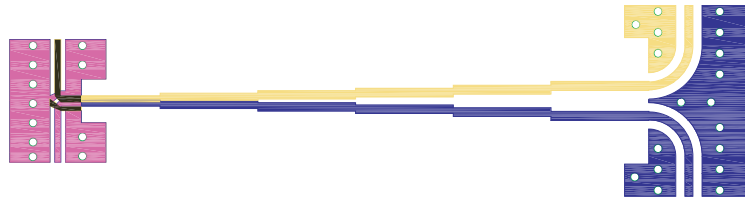


Figura 5.8: Vista en planta del acoplador direccional incluyendo la primera etapa mixta y los codos en SMCPW.

La mejora en las prestaciones introducida por la solución propuesta se ha evaluado mediante análisis electromagnético 2D. Las simulaciones se han desarrollado sobre los acopladores mostrados en las figuras 5.3 y 5.8 y los resultados obtenidos se presentan en la figura 5.9. Como se puede observar en la figura 5.9(a), el exceso de acoplamiento provocado por los accesos en codo en línea “*strip*” incrementa el nivel de acoplamiento hasta 9.4 dB. Sin embargo, lo más importante es la degradación que se produce sobre el aislamiento, como se observa en la figura 5.9(b). La nueva configuración mixta propuesta para la primera etapa, no sólo mantiene el nivel de acoplamiento, sino que claramente mejora el aislamiento del acoplador, logrando un valor mejor que 29 dB desde 1.8 hasta 19 GHz.

#### 5.2.4. Caracterización del prototipo de acoplador direccional fabricado

Una vez que se ha diseñado el cuerpo principal del acoplador y se ha solucionado el problema de los accesos a sus puertos, especialmente a los de la etapa de mayor acoplamiento, queda cerrada la primera línea de trabajo a la que se hacía alusión en la sección 5.2.1.

La segunda línea de trabajo se ocupa del diseño de las transiciones entre las líneas de las capas exteriores de la placa y las líneas SMCPW enterradas de acceso a los puertos y del diseño de terminaciones de altas prestaciones para los puertos del dispositivo y se describe en detalle en secciones posteriores.

En esta sección se muestran los resultados de la caracterización de los prototipos construidos para validar el diseño propuesto para el acoplador. Se ha fabricado un prototipo de acoplador en LTCC en colaboración con IMST GmbH ( “*Institute of Mobile*

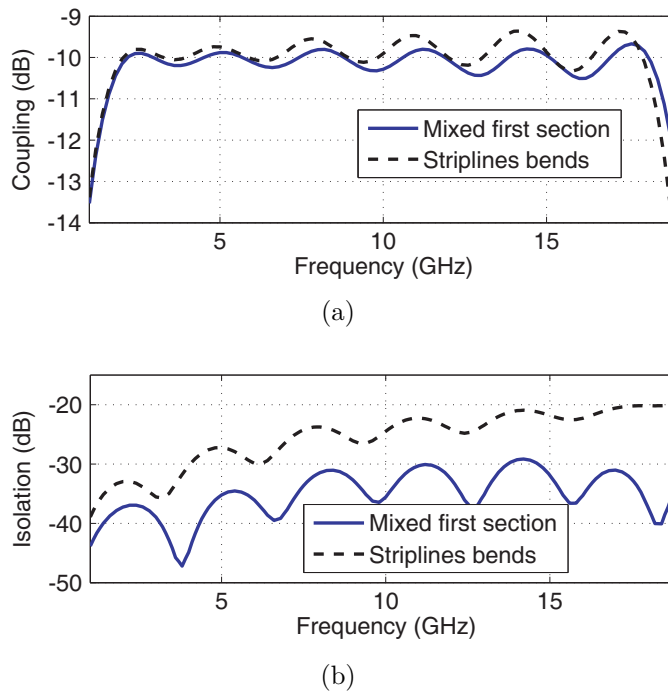
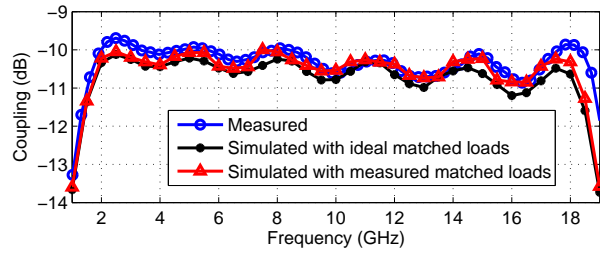


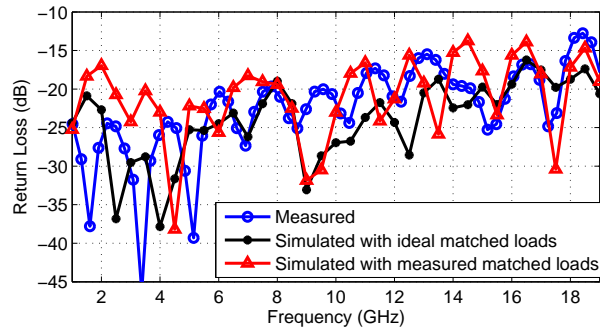
Figura 5.9: Comparativa del comportamiento eléctrico simulado del acoplador con codos en “stripline” y con codos en SMCPW incluyendo la nueva primera etapa mixta. a) Acoplamiento. b) Aislamiento

and Satellite Communication Techniques”). Para conseguir una repetibilidad elevada en la respuesta de los prototipos implementados, el proceso de fabricación ha requerido de un alto nivel de precisión en el trazado de las líneas acopladas, en sus dimensiones y en su alineamiento. Para esto, el fabricante ha usado un proceso de control especial de alineamiento entre las dos caras del sustrato central de la placa. Mediante este procedimiento se logra que la tolerancia en el alineamiento lateral de las líneas acopladas y en la definición de las líneas sea menor que  $25\ \mu\text{m}$ .

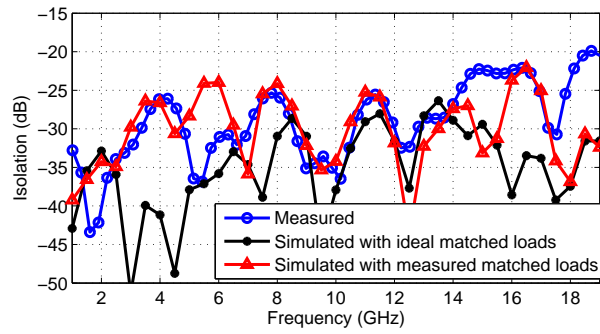
El prototipo de acoplador direccional se ha medido con un analizador de redes vectorial de dos puertos usando una estación de pruebas de sondas coplanares y una calibración TRL. Los puertos no usados durante las medidas se han cargado con cargas consistentes en dos resistores en paralelo de  $100\ \Omega$ , impresos en la propia placa de LTCC. Este tipo de cargas fueron recomendadas por el fabricante y se ubicaron en el nivel “Top” de la placa de LTCC conectándolas a los puertos del acoplador a conveniencia mediante “wire-bondings”. La caracterización de estas cargas ha demostrado que, en general, poseen un comportamiento bastante pobre a altas frecuencias que degrada parcialmente las medidas de la respuesta del acoplador fabricado. Por tanto, en las gráficas de resultado se comparan la respuesta del acoplador obtenida de la simulación, las medidas obtenidas con las cargas defectuosas en los puertos no utilizados y una simulación circuital de un circuito de cuatro puertos con los parámetros S del acoplador obtenidos mediante la simulación electromagnética cuyos puertos se cargan con las medidas reales obtenidas de las cargas defectuosas. Estas comparativas se muestran en la figura 5.10. En general, se puede observar como los resultados medidos y simulados



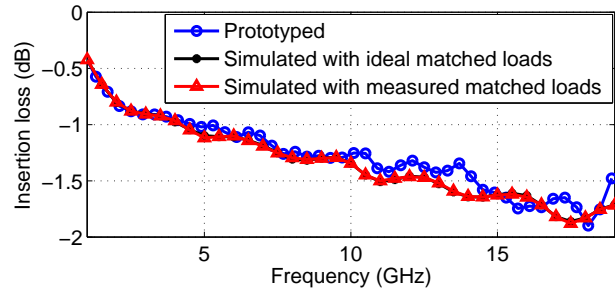
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.10: Comparación de la respuesta en frecuencia simulada y medida del acoplador direccional de 10 dB y seis etapas fabricado en LTCC. a) Acoplamiento. b) Coeficiente de reflexión. c) Aislamiento. d) Coeficiente de transmisión.

son bastante parecidos y más aún cuando las medidas reales de las cargas se incluyen en la simulación.

En la figura 5.10(a) se puede observar que el acoplamiento medido es  $0,3 \pm 0,6$  dB desde 1.5 hasta 18.8 GHz, logrando un ancho de banda de operación relativo de 12.5:1. Las figuras 5.10(b) y 5.10(c) muestran unas pérdidas de retorno medidas mejores que 15 dB y un aislamiento mejor que 23 dB desde 1 hasta 18 GHz. Cuando las medidas reales de las cargas se incluyen en la simulación, se obtiene una correlación considerable con las medidas del prototipo. De este modo, parece razonable pensar que el comportamiento intrínseco del acoplador fabricado es aproximadamente el que muestran los resultados simulados con cargas ideales: un nivel de acoplamiento alrededor de  $10,6 \pm 0,5$  dB, un aislamiento de 27 dB y unas pérdidas de retorno de 17 dB desde 1.8 hasta 18 GHz. Por último, las pérdidas de inserción de prototipo medido son inferiores a 2 dB, resultado muy parecido al simulado, como se presenta en la figura 5.10(d).

Estos resultados confirman que la propuesta de la primera sección mixta supone un diseño efectivo para solucionar el problema de la degradación de las prestaciones eléctricas en acopladores direccionales asimétricos causada por los accesos a los puertos de máximo acoplamiento.

### 5.3. Cargas adaptadas de banda ancha en tecnología planar

En este apartado se presenta una técnica para diseñar cargas adaptadas de banda ancha en tecnología planar, validando dicha técnica mediante el diseño y caracterización de sendos prototipos tanto en sustrato plástico como en LTCC.

Las cargas adaptadas de banda ancha y de altas prestaciones en tecnología planar son necesarias como terminaciones en diversos dispositivos como conmutadores, acopladores direccionales, híbridos o circuladores. Por ejemplo, en el diseño de acopladores direccionales de banda ancha, como se ha puesto de manifiesto en la sección 5.2.4, la respuesta de la carga empleada para terminar los puertos no conectados tiene un impacto muy relevante sobre el aislamiento y la directividad del acoplador direccional. Por tanto, la disponibilidad de cargas adaptadas de banda ancha y pérdidas de retorno elevadas resulta imprescindible. Además, las cargas adaptadas de banda ancha también son importantes para técnicas de calibración, como LRM, cuyas prestaciones dependen de la calidad de la carga adaptada, aunque existan otras técnicas de calibración desarrolladas para eliminar la influencia del efecto de la imperfección de las cargas adaptadas sobre las medidas [85, 86].

Algunas publicaciones han desarrollado el diseño de cargas adaptadas planares en tecnologías híbrida [87] y monolítica [88], mediante el uso de resistores puestos a masa a través de un “*via-hole*”. Este tipo de circuito de un sólo puerto se adapta en el ancho de banda deseado cascadeando a su entrada un bipuerto pasivo y sin pérdidas. Este tipo de propuesta resulta útil para obtener grandes anchos de banda en el caso de circuitos integrados monolíticos [88]. Sin embargo, en el caso de circuitos híbridos este tipo de diseño presenta la desventaja de que la degradación que sufre la respuesta del circuito completo a causa de los efectos parásitos de la resistencia y del “*via-hole*”, limitan el



ancho de banda de operación [87].

En la bibliografía se pueden encontrar algunas técnicas, bastante complejas, desarrolladas específicamente para ese propósito. Algunas de estas técnicas están basadas en la teoría de filtros [89] o en el uso de componentes distribuidos como “*stubs*” radiales [90]. Estas soluciones son fundamentalmente técnicas con características paso-banda, que son inviables para lograr una carga adaptada desde DC. Además, el compromiso entre ancho de banda y nivel de pérdidas de retorno está limitado a un par de octavas en el caso de pérdidas de retorno mejores que 20 dB, o a un ancho de banda de una década si las pérdidas de retorno se limitan a 15 dB.

En este apartado se presenta un resumen de la técnica de diseño propuesta y de los prototipos fabricados en [91] y en [92]. En [91] se presenta el diseño de una carga adaptada de banda ancha desde DC hasta 20 GHz en un sustrato plástico, usando componentes discretos de montaje superficial. En [92] se presenta una técnica general de diseño para este tipo de cargas adaptadas, así como el diseño y la caracterización de varios prototipos, entre ellos uno en tecnología LTCC que adapta un resistor impreso en el sustrato empleando exclusivamente componentes planares impresos.

### 5.3.1. Técnica de diseño de cargas adaptadas de banda ancha en circuitos planares

El componente seleccionado para implementar la carga adaptada de montaje superficial es el resistor RCX 0402PW de “*International Manufacturing Services, Inc.*” (IMS). Debido a su pequeño tamaño ( $1000\ \mu\text{m} \times 500\ \mu\text{m}$ ) y a la metalización parcial en sus terminaciones laterales, este resistor tiene pocos efectos parásitos por debajo de 10 GHz. El modelo circuital asociado al resistor [93] se muestra en la figura 5.11.

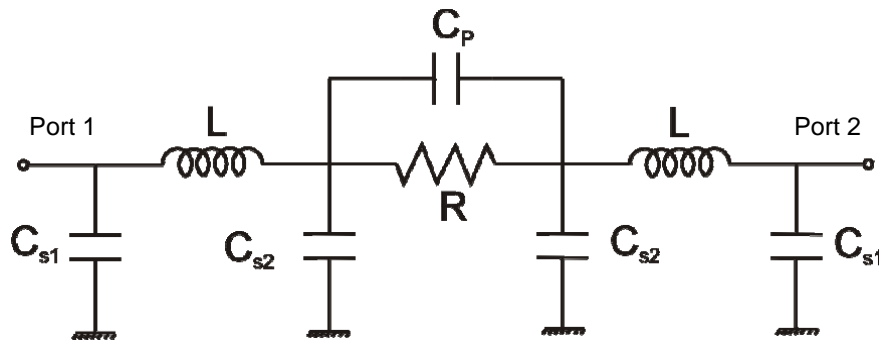


Figura 5.11: Modelo circuital de un resistor de montaje superficial.

En la figura 5.12 se presenta una comparación entre el comportamiento del modelo circuital propuesto y las medidas de un prototipo implementado. Las medidas corresponden a un resistor de montaje superficial sobre una línea “*microstrip*” de 50  $\Omega$  implementada en el sustrato RO4350B de grosor  $254\ \mu\text{m}$ . El resistor se ha cortocircuitado mediante un “*via-hole*” de  $300\ \mu\text{m}$  de diámetro. La línea de trazo continuo representa la impedancia de entrada simulada  $Z_{IN} = R_{IN} + jX_{IN}$  del bipuerto de la figura 5.11

cuando el puerto 2 se carga con el modelo circuital de un “*via-hole*”. La línea de trazo discontinuo muestra las medidas del resistor de IMS RCX 0402PW montado como se ha descrito previamente. Se puede observar que ambas curvas son similares, mostrando en ambos casos unas pérdidas de retorno peores que 15 dB para frecuencias superiores a 11.8 GHz. Esto supone que este tipo de circuito ofrece un comportamiento en alta frecuencia que no puede considerarse como carga adaptada de calidad suficiente. Por último, hay que destacar que uno de los marcadores incluido en la la figura 5.12 muestra el valor de la impedancia de entrada normalizada en 20 GHz, parámetro que se usa como elemento de diseño en la técnica propuesta.

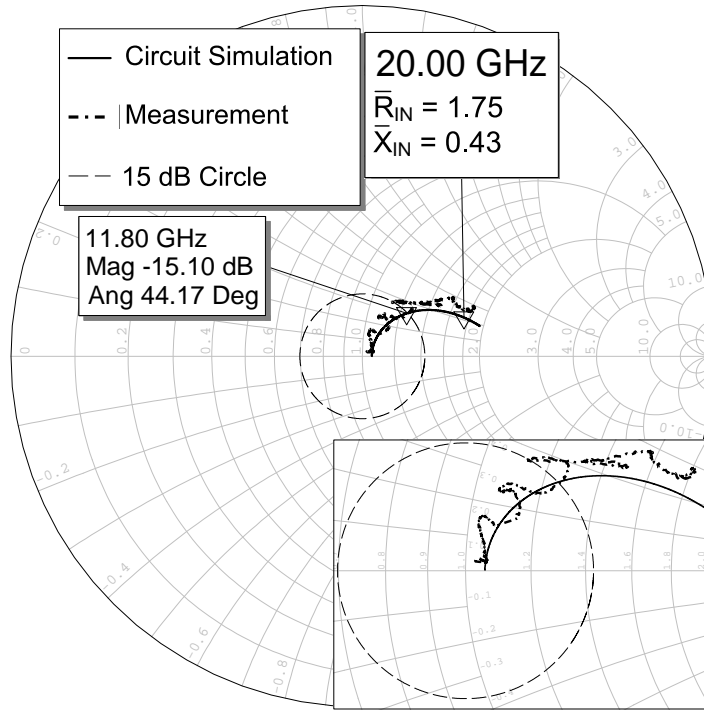


Figura 5.12: Impedancia de entrada ( $Z_{IN}$ ) del resistor de montaje superficial puesto a GND: comparativa entre las medidas y la simulación circuital del modelo de la figura 5.11 cargado con un “*via-hole*” en el puerto de salida. El marcador en 11.8 GHz muestra la amplitud y la fase del coeficiente de reflexión de entrada ( $\Gamma_{IN}$ ). El marcador en 20 GHz muestra las partes real e imaginaria de la impedancia de entrada normalizada  $\bar{Z}_{IN} = \bar{R}_{IN} + j\bar{X}_{IN}$ .

Teniendo en cuenta la respuesta en frecuencia de la resistencia cortocircuitada, el objetivo de la técnica de adaptación propuesta es lograr una reducción de la resistencia de entrada  $R_{IN}$  para frecuencias mayores que 10 GHz, pero al mismo tiempo mantener intacta su respuesta por debajo de dicha frecuencia. Por tanto, la topología propuesta como red de adaptación es un simple circuito RC serie, que se conecta en paralelo en el puerto de entrada al dispositivo, como se presenta en la figura 5.13.

La red adaptadora, enmarcada en trazo discontinuo en la figura 5.13, se diseña en dos pasos. En primer lugar, los valores de  $R_S$  y  $C_S$  se calculan analíticamente para lograr una adaptación completa a la frecuencia de interés más alta, en este caso 20

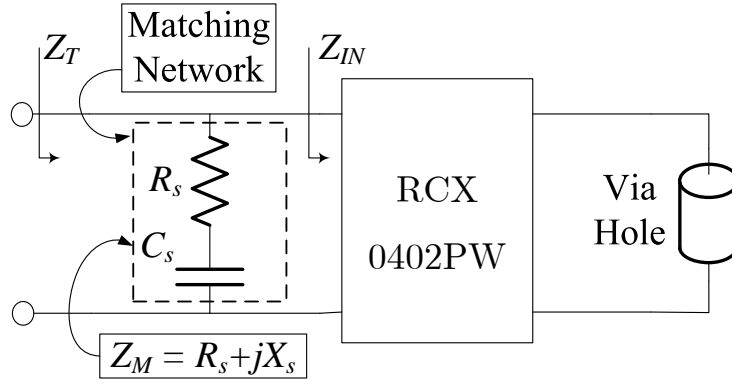


Figura 5.13: Topología completa de la carga adaptada propuesta. La red RC serie usada para reducir  $R_L$  en frecuencias mayores que 10 GHz se muestra indicada entre líneas de trazo discontinuo.

GHz. Como se muestra en la figura 5.13, la impedancia total de entrada de la carga adaptada  $Z_T$  resulta de la conexión en paralelo de  $Z_M = R_s + jX_s$  y  $Z_{IN}$ . Para lograr una adaptación perfecta a la frecuencia considerada,  $\overline{Z}_T$  debe ser igual a 1, lo que implica

$$\overline{Z}_{IN}\overline{Z}_M = \overline{Z}_{IN} + \overline{Z}_M, \quad (5.1)$$

siendo el valor de la impedancia de la red de adaptación

$$\overline{Z}_M = \frac{\overline{Z}_{IN}}{\overline{Z}_{IN} - 1}. \quad (5.2)$$

En este primer paso, la carga adaptada completa comprende el resistor de montaje superficial cortocircuitado conectado en paralelo a la red de adaptación ideal ( $Z_M$ ), como se muestra en la figura 5.13. El circuito resultante de este primer paso se denomina ‘prediseño’. En este punto es necesario realizar un segundo paso. Esta segunda etapa de diseño de la carga adaptada está motivada porque durante la primera fase el ajuste de las pérdidas de retorno a las frecuencias más altas puede provocar un deterioro de la respuesta a frecuencias medias. Además, en la primera fase se consideran valores ideales de los elementos  $R_s$  y  $C_s$ , sin incluir ni los parásitos de los componentes reales que los implementan ni los efectos de las interconexiones necesarias para unir los componentes.

El segundo paso de la técnica de diseño es un proceso de optimización del prediseño, donde se toman como punto de partida los valores de los elementos  $R_s$  y  $C_s$  previamente calculados. En esta optimización se incluyen tanto los modelos circuitales de los componentes reales que implementan  $R_s$  y  $C_s$  como las discontinuidades y elementos de conexión de todos los elementos involucrados en la carga adaptada completa. El objetivo en este segundo paso es lograr unas pérdidas de retorno mayores de 20 dB desde DC hasta la máxima frecuencia de operación. El resultado de este segundo paso se denomina ‘diseño final’.

### 5.3.2. Prototipado y medida de la carga adaptada diseñada con resistor de montaje superficial sobre material plástico

En este apartado se presenta la carga adaptada diseñada e implementada usando resistores de montaje superficial como los presentados en el apartado previo, un condensador de montaje superficial de tipo “*single-layer*”, todo esto montado sobre el mismo sustrato plástico RO4350B anteriormente descrito.

Como se muestra en la figura 5.12, el valor de la impedancia normalizada a 20 GHz para el resistor de 50  $\Omega$  cortocircuitado es aproximadamente  $\bar{Z}_{IN} = 1,75 + j0,43$ . Por tanto, teniendo en cuenta la ecuación (5.2), en el primer paso de diseño se obtienen  $R_S = 100,17 \Omega$  y  $C_S = 0,28 \text{ pF}$ .

En el segundo paso de diseño se ha decidido implementar  $R_S$  mediante otro resistor del mismo tipo que el de 50  $\Omega$ . Para implementar  $C_S$  se ha considerado un condensador de tipo “*single-layer*”, conectado mediante “*wire-bonding*”. Tras incluir los modelos correspondientes para estos elementos y de las líneas de conexión empleadas, se ha efectuado el proceso de optimización.

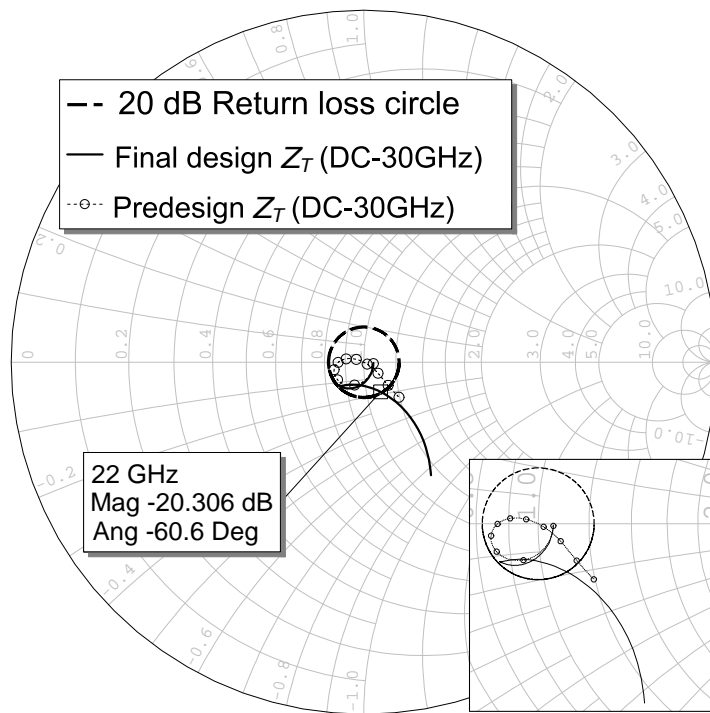


Figura 5.14: Impedancia de entrada de la carga adaptada simulada: ‘prediseño’ y ‘diseño final’. Las pérdidas de retorno del diseño final son mejores que 20 dB desde DC hasta 22 GHz.

En la figura 5.14 se presentan tanto la impedancia de entrada de la carga adaptada del prediseño como la del diseño final obtenido tras la optimización. La respuesta del prediseño se muestra mediante una línea con marcadores circulares. Además, se ha dibujado el círculo de 20 dB de pérdidas de retorno con trazo discontinuo como

referencia de diseño. La respuesta del diseño final se presenta en trazo continuo y ofrece unas pérdidas de retorno mejores que 20 dB en el rango de frecuencias de operación. Los valores óptimos resultantes de los componentes para la red de adaptación son  $R_S \approx 100 \Omega$  y  $C_S \approx 0,13 \text{ pF}$ , con lo que los valores comerciales finalmente usados son  $R_S = 100 \Omega$  y  $C_S = 0,1 \text{ pF}$ .

En la figura 5.15 se muestra una fotografía del prototipo de carga adaptada implementado usando resistores y condensador de montaje superficial sobre el material RO4350B. Como se aprecia, el condensador se ha unido al resto del circuito mediante “wire-bonding”. En la figura 5.16 se comparan las medidas realizadas con los resultados de la simulación. Como se puede observar, ambas curvas son muy similares, logrando pérdidas de retorno mayores de 20 dB desde DC hasta 22 GHz. Las medidas muestran un rizado periódico atribuido a la falta de repetibilidad en los conectores SMA usados tanto en los estándares de la calibración TRL efectuada como del dispositivo bajo prueba [94].

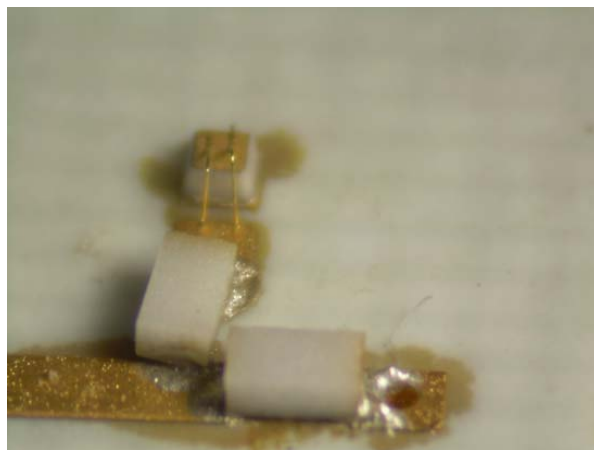


Figura 5.15: Foto del prototipo de carga adaptada con resistores de montaje superficial y condensador “single-layer” sobre el sustrato RO4350B de  $250\mu\text{m}$  de grosor. El coeficiente de reflexión medido y simulado de este prototipo se muestra en la figura 5.16.

### 5.3.3. Prototipado y medida de la carga adaptada diseñada en LTCC con elementos integrados en sustrato

Para validar la versatilidad de la técnica propuesta, en este apartado se presenta otra carga adaptada diseñada en este caso en tecnología LTCC y usando únicamente elementos integrados en sustrato. Al igual que en el diseño del acoplador del apartado 5.2, la placa de LTCC fue fabricada por IMST GmbH con el mismo material de sustrato Ferro A6-M.

Los resistores considerados son resistores impresos en la placa mediante pasta resistiva de  $100 \Omega/\square$ , siendo posteriormente ajustados con láser para lograr una precisión del 1 % de su valor en DC. Este tipo de resistores también se puede modelar con un circuito equivalente como el de la figura 5.11, donde los valores de los elementos se determinan

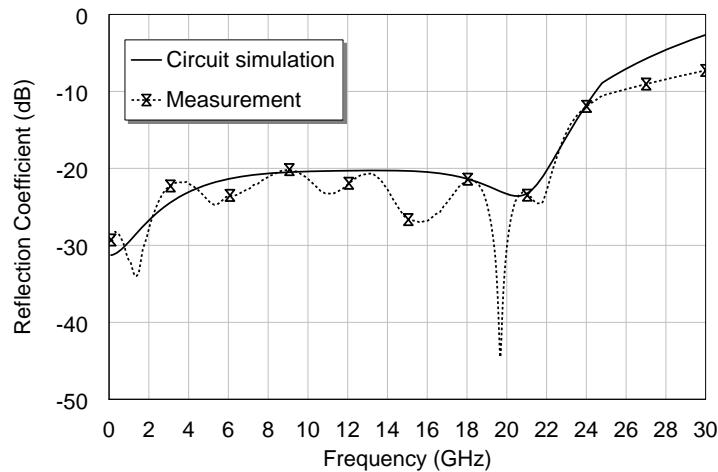


Figura 5.16: Comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido del diseño final con resistores y condensador de montaje superficial sobre sustrato plástico. Pérdidas de retorno mejores que 20 dB desde DC hasta 20 GHz.

mediante un proceso de ajuste con una simulación electromagnética. La respuesta en frecuencia del resistor cuando su puerto 2 se cortocircuita mediante un “*via-hole*”, se presenta en la figura 5.17 mediante una línea de trazo continuo y marcadores circulares. Por otra parte, el condensador de la red de adaptación se ha implementado mediante un par de líneas “*microstrip*” acopladas que configuran un condensador interdigital.

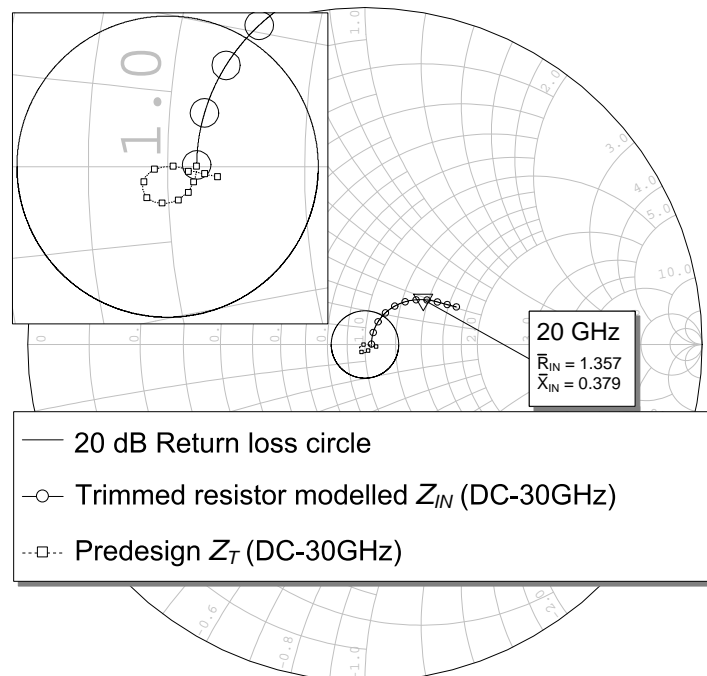


Figura 5.17: Respuesta en frecuencia modelada del resistor impreso cortocircuitado mediante un “*via-hole*” y del prediseño de carga adaptada en LTCC. Pérdidas de retorno del prediseño mayores que 20 dB en todo el rango de frecuencias simulado.

Usando la ecuación (5.2) para adaptar el resistor a 20 GHz, los valores iniciales que resultan en la fase de prediseño para los componentes de la red de adaptación son  $R_S = 115,8 \Omega$  y  $C_S = 113,8 \text{ fF}$ . La respuesta en frecuencia que proporciona la carga adaptada en esta fase de prediseño se muestra en la figura 5.17 con una línea de trazo continuo y marcadores cuadrados. Como se puede observar, el resultado de las pérdidas de retorno obtenido es mayor que 20 dB desde DC hasta 30 GHz. Tras el proceso de optimización, los valores resultantes para los componentes de la red de adaptación son  $R_S = 140 \Omega$  y  $C_S = 80 \text{ fF}$ . Los resistores impresos en placa y el condensador interdigital se han dimensionado adecuadamente para proporcionar estos valores. El prototipo final obtenido se presenta en la figura 5.18.

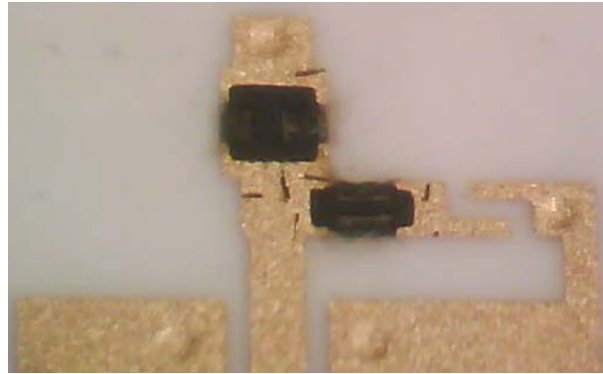


Figura 5.18: Imagen del prototipo de carga adaptada implementado en LTCC mediante resistores impresos en sustrato y un condensador interdigital.

En la figura 5.19 se presenta una comparación entre el coeficiente de reflexión simulado del modelo circuital del diseño final y el medido del prototipo implementado. Esta medida se ha efectuado mediante una estación de pruebas Cascade Microtech usando sondas coplanares para medidas “*on-wafer*”. En la figura 5.19 se han incluido dos tipos de medidas: la primera se ha obtenido realizando una calibración TRL convencional, con estándares directamente implementados en el sustrato LTCC; mientras que la segunda se ha obtenido utilizando una calibración LRRM basada en el sustrato estándar 106-682 GSG (“*Ground-Signal-Ground*”) de Cascade Microtech.

Todas las curvas comparadas muestran un comportamiento muy similar, con pérdidas de retorno mejores que 20 dB desde DC hasta 20 GHz en todos los casos. Estos resultados verifican la técnica de diseño propuesta y muestran su flexibilidad para ser utilizada en una gran variedad de escenarios, independientemente de la realización concreta de cada uno de sus componentes.

## 5.4. Estrategia de diseño de transiciones verticales de banda ancha con “*via-holes*”

En este apartado se presenta una estrategia de diseño genérica para transiciones verticales basadas en “*via-holes*”, con características de banda ancha y altas prestaciones. Aplicando esta estrategia de diseño se presentan también distintas transiciones



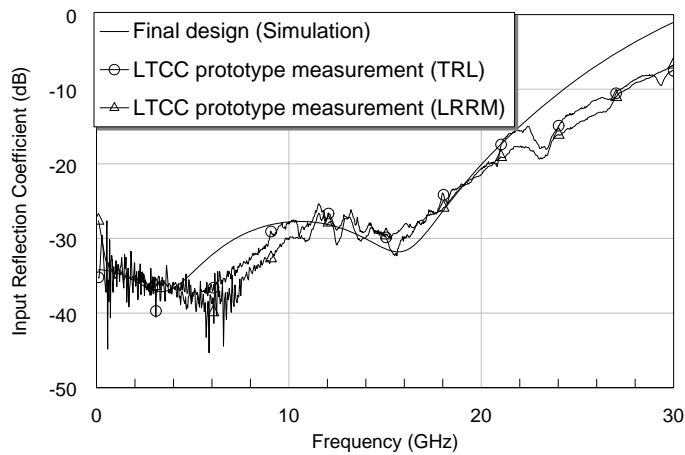


Figura 5.19: Comparación del coeficiente de reflexión de entrada medido y simulado de la carga adaptada en LTCC. Pérdidas de retorno mejores que 20 dB desde DC hasta 20 GHz.

fabricadas en diversos sustratos para mostrar la versatilidad que proporciona. Algunas de las transiciones fabricadas se han usado como parte de otros diseños presentados anteriormente, como en el caso del acoplador de banda ancha del apartado 5.2 [82] o los filtros interdigitales del capítulo 4. Además, también se muestra otra transición fabricada en plástico con una arquitectura y una técnica de diseño distinta de los casos anteriores [95].

La naturaleza de la tecnología multicapa implica la utilización de sistemas de transmisión enterrados, a los que hay que acceder desde líneas de transmisión superficiales. Esto conlleva la necesidad de transiciones verticales con pérdidas de retorno e inserción adecuadas, que permitan conectar de forma casi transparente las líneas exteriores de acceso con las líneas interiores de señal. Además, estas transiciones verticales no sólo son necesarias en estos casos sino que también lo son en otras conexiones similares entre diferentes niveles de metalización internos. Las líneas de transmisión superficiales más empleadas han sido la línea “*microstrip*”, la coplanar (CPW, “*Coplanar Waveguide*”) y la coplanar con plano de masa (GCPW, “*Grounded Coplanar Waveguide*”). Como sistemas enterrados se han utilizado tanto línea “*strip*” como versiones enterradas de las líneas externas anteriormente enumeradas.

En la bibliografía se han propuesto distintas transiciones de línea “*microstrip*” a “*strip*” [96, 97] y de coplanar a “*strip*” [97, 98, 99, 100], todas ellas apantalladas para evitar radiaciones, y que ofrecen en configuración “*back to back*” pérdidas de retorno entre 15 y 20 dB en un gran ancho de banda, que en ocasiones alcanza hasta los 50 GHz [98]. Lograr estas prestaciones requiere la optimización electromagnética de varios parámetros, lo que implica un proceso de diseño largo y complejo.

En general, se pueden plantear una gran variedad de casos de transiciones verticales que a su vez pueden originar soluciones de diseño muy distintas. Dado que no parece existir cierta uniformidad de criterio de diseño compartido entre todos los casos, no existe un procedimiento de diseño estándar común de aplicación genérica, lo que implica un tiempo de desarrollo muy elevado para transiciones de nueva arquitectura.

En este apartado se presenta una estrategia general para diseñar transiciones verticales de altas prestaciones entre líneas de transmisión mediante vías. Esta estrategia es una propuesta para diseñar este tipo de transiciones a partir de una serie de pautas preestablecidas, que permitan lograr una buena relación de compromiso entre prestaciones y esfuerzo de diseño. Como toda norma genérica que pretende abarcar un amplio número de casos de distinta índole, es posible que no siempre proporcione la solución óptima en cuanto a pérdidas de retorno, tamaño, etc. No obstante, y según los trabajos en los que se ha utilizado, sí ha supuesto una herramienta de gran utilidad para acortar los tiempos de desarrollo, obteniéndose en todos los casos transiciones de altas prestaciones.

La estrategia de diseño planteada en este trabajo se basa fundamentalmente en estas reglas:

1. Diseñar la transición como concatenación de transiciones “sencillas”, aplicando la premisa de “divide y vencerás”.
2. Las líneas de acceso a cada salto vertical mediante “*via-hole*” han de ser de tipo GCPW o SMCPW.
3. Aplicar dos metodologías de diseño distintas para cada salto vertical atendiendo a su longitud eléctrica.

#### 5.4.1. Concatenación de transiciones

El primer punto en el que se basa la estrategia presentada en este trabajo es dividir la transición en subtransiciones más simples de diseñar. Esta estrategia de división se aplica a aquellos saltos verticales eléctricamente largos que se puedan dividir en varios eléctricamente cortos. Como se estudia seguidamente, el tratamiento y modelado de saltos verticales eléctricamente cortos mediante “*via-holes*” resulta bastante más sencillo que el de los saltos eléctricamente largos, con lo que siempre que sea posible se recomienda seguir esta estrategia. No obstante, en muchas ocasiones, bien sea por motivos de tamaño, bien sea por restricciones impuestas por las limitaciones de fabricación o por ambas razones al mismo tiempo, resulta inevitable realizar el salto vertical mediante un único “*via-hole*” de señal, en cuyo caso no es posible aplicar la estrategia de división.

#### 5.4.2. Líneas de acceso a los saltos verticales

La segunda regla en la que se basa la estrategia de diseño propuesta, es que las líneas de acceso a los saltos verticales sean siempre de tipo GCPW (para las líneas superficiales) o SMCPW (en el caso de líneas enterradas). Las razones para realizar esta propuesta son diferentes en función de la longitud eléctrica del salto vertical y, en cualquier caso, vienen a facilitar el proceso de diseño.

En el caso de que el salto vertical se pueda considerar eléctricamente corto, la utilización de las líneas coplanares mencionadas ofrece la ventaja de que las líneas de transmisión que se encuentran en niveles de metalización distintos pueden compartir

todos los planos de tierra, ya que los planos de tierra laterales de una pueden constituir el plano de tierra inferior (o superior) de la otra y viceversa. De este modo, no quedaría ningún plano de tierra desaparejado en la transición y se evitarían efectos parásitos capacitivos entre la vía de señal y dicho plano de tierra.

Cuando el salto vertical es eléctricamente largo muy probablemente existan planos de tierra intermedios entre los niveles de metalización a conectar. Estos planos de tierra intermedios, y en caso necesario los de las líneas coplanares de acceso, tendrán ciertas aperturas para permitir el paso del “*via-hole*” de señal. De esta manera, es muy probable que una o ambas líneas de acceso al salto vertical pierdan parte de sus planos de tierra en las cercanías del salto vertical. No obstante, utilizar líneas GCPW o SMCPW tiene la ventaja de que ante el cambio de altura o la pérdida del plano de tierra inferior, del superior o de ambos, la geometría transversal de éstas se transforma en otro tipo de línea coplanar, ya que al menos siempre conservan los planos de tierra laterales. Esta transformación proporciona dos ventajas importantes desde el punto de vista del diseñador:

1. La línea de acceso cuya sección transversal se ha modificado se puede modelar como otra línea de transmisión coplanar distinta. Esto no ocurre con las líneas “*microstrip*” o “*stripline*”, que cuando pierden su plano de tierra se convierten en hilos metálicos cuyo efecto y modelado resulta poco intuitivo y difícil de tratar, especialmente cuando la longitud del hilo es eléctricamente larga.
2. Los modos de propagación de la línea de acceso original y de la línea con la nueva sección transversal poseen perfiles de campo parecidos, dado que ambas líneas son de características coplanares y una parte importante de la señal se guía mediante las ranuras laterales. De esta forma resulta intuitivo pensar que en el cambio de medio de transmisión el acoplamiento de energía se produce fundamentalmente entre los modos fundamentales de ambas guías, sin excitar significativamente los modos superiores de ninguna de ellas.

### 5.4.3. Metodologías de diseño de saltos verticales

El tratamiento de un salto vertical mediante “*via-hole*” depende esencialmente de su longitud eléctrica. En función de esta longitud, en este apartado se proponen dos metodologías de diseño

#### 5.4.3.1. Saltos verticales cortos

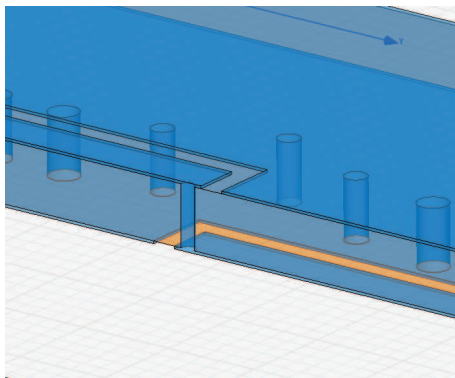
En el caso de los saltos verticales cortos, el procedimiento de diseño se basa en los siguientes puntos:

1. Las líneas de acceso GCPW y/o SMCPW deben compartir todos los planos de masa. Estos planos de masa han de estar cortocircuitados con un número suficiente de “*via-holes*” de apantallamiento ubicadas correctamente.
2. El “*via-hole*” de señal no debe atravesar ningún plano de tierra.

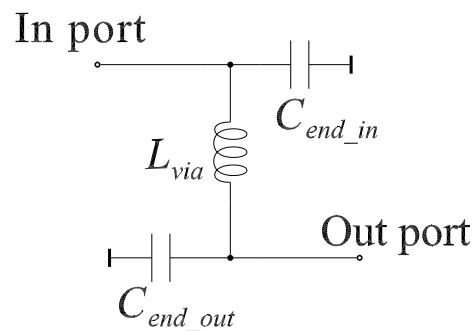
3. Dimensionar la sección transversal de las líneas de acceso GCPW o SMCPW con  $50\ \Omega$ , siendo recomendable que los “gaps” laterales de dichas líneas no sean muy grandes.

Mediante las recomendaciones anteriores, se evita la aparición de parásitos adicionales que, aunque puedan suponer mayores grados de libertad en el diseño, complican su desarrollo. Por otro lado, dado que la pérdida del plano de tierra superior o inferior de una línea de acceso a causa del “gap” existente al final de la otra línea superpuesta es muy pequeño en términos de longitud eléctrica, se podría suponer este efecto como despreciable. Un corte transversal de un caso habitual de este tipo de transiciones se presenta en la figura 5.20. De este modo, este tipo de saltos verticales se podría modelar mediante una sencilla red en  $\pi$  de elementos concentrados como se muestra también en la figura 5.20:

1. Teniendo en cuenta que el salto vertical es eléctricamente corto, el “via-hole” de señal, independientemente de los tamaños y posiciones de los “via-holes” de apantallamiento, se modelaría como una inductancia. Este sería el elemento central del modelo circuital.
2. Cada línea de acceso al salto vertical presenta un circuito abierto más allá del “via-hole” de señal. Por esto, cada uno de estos finales se modelaría con sendas capacidades a tierra, que constituirían los elementos en paralelo del citado modelo en  $\pi$ .



(a)



(b)

Figura 5.20: Transición vertical eléctricamente corta. (a) Vista 3D de ejemplo. (b) Modelo circuital asociado: red en  $\pi$ .

De esta forma, y bajo estas condiciones, el diseño de un salto vertical de este tipo se reduciría a ajustar un sólo parámetro: el diámetro del “via-hole” de señal, ya que las capacidades terminales están fijadas en el proceso de dimensionado de la impedancia característica de las líneas de acceso. En general, existirá un diámetro óptimo del “via-hole” de señal que permita obtener una transición de este tipo con pérdidas de retorno adecuadas, con lo que el proceso de diseño de la transición se reduce a encontrar el

diámetro óptimo del “*via-hole*” dentro de las reglas de diseño del fabricante. En la sección 5.4.4 se muestran diversos ejemplos de transiciones de este tipo que se han diseñado, fabricado y caracterizado.

#### 5.4.3.2. Saltos verticales largos

Cuando el salto vertical es eléctricamente largo, el diseño se complica considerablemente y resulta necesario seguir otra metodología distinta. En estas circunstancias suelen existir planos de tierra en un nivel intermedio entre las líneas de acceso al salto vertical, de modo que éstos presentan oquedades para no cortocircuitar el “*via-hole*” de señal. Además, dicho “*via-hole*” al ser eléctricamente larga no se debería modelar circuitalmente como una inductancia sino que sería más adecuado utilizar un modelo distribuido. En estas circunstancias, los “*via-holes*” de apantallamiento que rodean a la de señal, además de cortocircuitar todos los planos de tierra, cobran un papel adicional en el diseño de la transición, ya que sus dimensiones y posiciones con respecto al “*via-hole*” de señal afectan al comportamiento de RF.

Para afrontar este tipo de diseño no parece que existan reglas sencillas que permitan facilitar el diseño obteniendo buenas prestaciones, como se han propuesto para los saltos verticales eléctricamente cortos. No obstante, en [101] se presenta un completo modelo circuital basado en elementos concentrados y distribuidos que permite predecir el comportamiento de la transición de una forma aproximada. Mediante su utilización se puede lograr un dimensionado inicial de la transición próximo al óptimo con un coste temporal y computacional muy reducido. Además, este modelo no sólo aproxima el dimensionado óptimo de la transición sino que a partir de dicho modelo se puede observar cómo influye cada elemento de la transición en su comportamiento y en qué medida, lo que también resulta muy útil para reducir los tiempos de optimización mediante cualquier herramienta electromagnética 3D. Por último, este modelo circuital se puede extraer directamente a partir de la geometría del problema, lo que favorece su comprensión de forma intuitiva.

En [101] además de presentarse este modelo circuital, también se discute su aplicación al diseño de varios prototipos para validar su comportamiento. En este proceso de validación, para cada caso se realiza una comparativa de los resultados obtenidos a partir del modelo circuital y mediante el simulador 3D HFSS.

En este apartado no se va a desarrollar en profundidad el modelo presentado en [101] ni a discutir la validación que de éste se plantea. Únicamente se va a describir brevemente el modelo circuital propuesto. Por último, en la sección 5.4.5 se presenta un ejemplo de utilización de este modelo para diseñar una transición que ha sido implementada y caracterizada, proporcionando excelentes resultados [95].

La figura 5.21 muestra un ejemplo del tipo de transición vertical eléctricamente larga que se analiza en este apartado. En este caso concreto la transición interconecta una línea GCPW y una línea SMCPW mediante un “*via-hole*” de señal que traspasa los planos de tierra intermedios a través de los iris. Además, también aparecen algunos “*via-holes*” formando un anillo alrededor del “*via-hole*” de señal, que se utilizan en la estructura multicapa para cortocircuitar los planos de tierra y reducir la emisión de señal indeseada hacia otros posibles circuitos adyacentes [102].

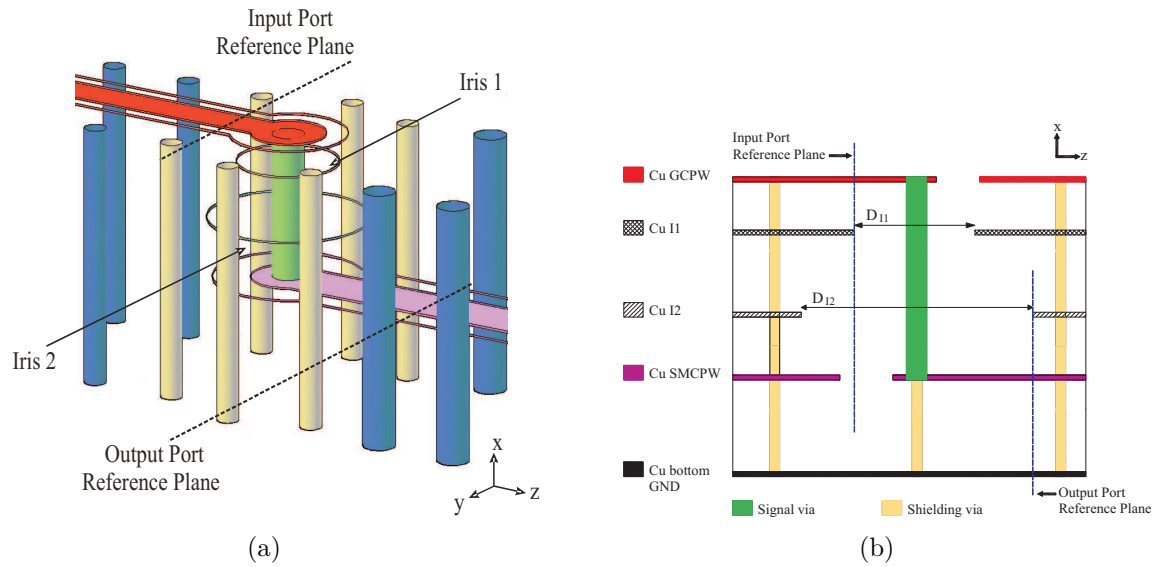


Figura 5.21: Ejemplo de estructura multicapa. (a) Vista 3D de una transición GCPW-SMCPW eléctricamente larga (los planos de tierra se han eliminado para favorecer la visibilidad). (b) Perfil de la transición mostrando la posición de los planos de referencia, los “via-holes” de señal y de apantallamiento y los iris en los planos de tierra.

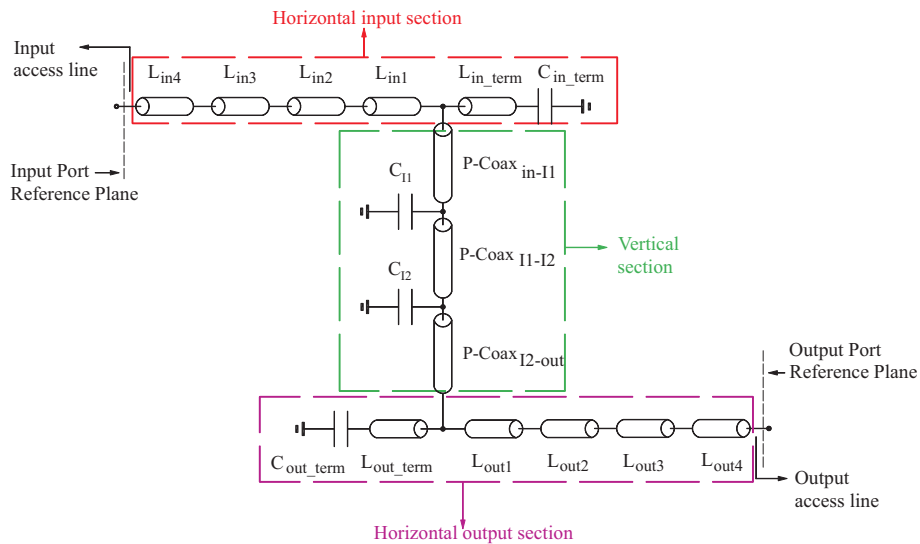


Figura 5.22: Modelo circuital de la transición vertical multicapa.

En la figura 5.22 se presenta el modelo circuital propuesto para este tipo de transiciones. Como se puede observar, el modelo está compuesto de tres secciones (vertical, horizontal de entrada y horizontal de salida) que se modelan mediante elementos discretos ideales (capacidades) y distribuidos (líneas de transmisión), componentes disponibles en cualquier simulador circuital de microondas. En este modelo el tramo vertical compuesto de los “*via-holes*” de señal y de apantallamiento es tratado como una única línea de transmisión coaxial. Además, las secciones horizontales constituidas por tramos de líneas a la entrada y salida alrededor del “*via-hole*” de señal se modelan como líneas de transmisión cuyos parámetros eléctricos se corresponden con los del modo par de un par de líneas coplanares acopladas. Éstas y otras características detalladas en [101] constituyen el modelo circuital para los casos eléctricamente largos. La ventaja del modelo propuesto es que todos los parámetros del modelo circuital son directamente extraídos a partir de la geometría de la transición mediante expresiones analíticas cerradas disponibles en la bibliografía [101].

#### 5.4.4. Prototipos de transiciones con saltos verticales eléctricamente cortos

En este apartado se presenta en detalle el diseño e implementación de una transición en LTCC entre dos líneas de transmisión en distintos niveles de metalización y cuyo salto vertical entre ellas es eléctricamente corto. Más concretamente, se trata de transición entre línea exterior GCPW y línea “*strip*” enterrada que funciona desde DC hasta 20 GHz y cuyo diseño se ha realizado siguiendo las reglas propuestas en la sección 5.4.3.1. Tras la presentación de esta transición, se muestran brevemente los resultados de otros ejemplos de saltos eléctricamente cortos implementados mediante esta metodología. Estos ejemplos se han utilizado, tanto la implementación del acoplador de banda ancha del apartado 5.2 como de los filtros interdigitales del capítulo 4.

##### 5.4.4.1. Prototipo de transición GCPW-strip

La geometría transversal de la placa LTCC del prototipo implementado se muestra en la figura 5.23. Se trata de 5 capas de Ferro A6M ( $\epsilon_r = 5,9$  y  $\tan\delta = 0,002$ ) con las que se implementan las distintas líneas que intervienen en la transición. Este “*stack-up*” coincide con el del acoplador de banda ancha presentado en el apartado 5.2. En la zona superior izquierda de la figura 5.23 aparece la sección trasversal de la línea coplanar externa con plano de masa (GCPW), con un grosor de sustrato entre los conductores superiores y el plano de masa inferior de  $386\mu\text{m}$ . Las anchuras de la línea de señal,  $w_A$ , y de “*gap*”,  $g_A$ , se han dimensionado para obtener una impedancia característica de  $50\Omega$ .

En el lado derecho de la figura 5.23 se muestra una estructura de línea coplanar enterrada con doble plano de tierra (SMCPW). El espesor del sustrato entre el plano de tierra superior y los conductores internos es  $386\mu\text{m}$  y el espesor del sustrato entre estos y el plano de tierra inferior es de  $482\mu\text{m}$ . En este caso, las anchuras de la línea de señal,  $w_B$ , y de “*gap*”,  $g_B$ , también se han dimensionado para obtener una impedancia característica de  $50\Omega$ . La línea “*strip*” a la que accede la transición presenta una



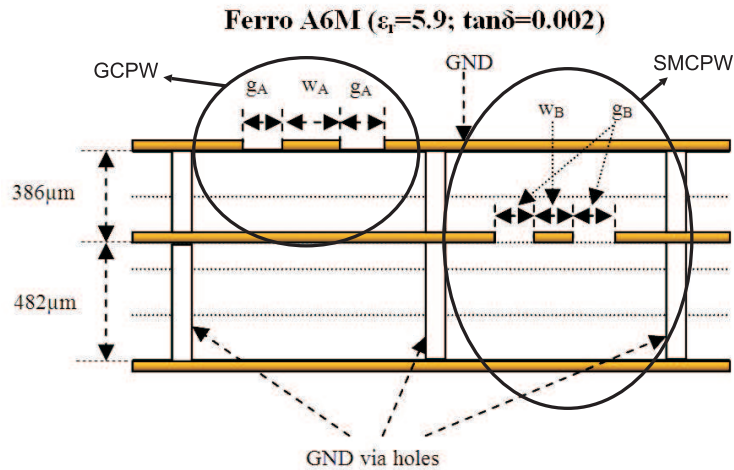


Figura 5.23: Geometría transversal de la placa de LTCC donde se puede observar la sección transversal de las líneas utilizadas en la transición. Se muestran la línea GCPW externa y la línea SMCPW interna. La línea “strip” está ubicada en el mismo nivel de metalización que la SMCPW y no se muestra por claridad de la figura.

geometría transversal similar a la de la SMCPW, pero eliminando los planos de masa junto a la tira conductora central. Es decir, con una anchura de “gap” igual a la distancia que separa la línea de señal de los “via-holes” de apantallamiento laterales. Los “via-holes” de apantallamiento que se muestran en la figura 5.23 están ubicadas lo suficientemente lejos de las líneas de señal y de los “gaps” para que no afecten al comportamiento de las líneas y lo suficientemente cerca entre ellas para que no aparezcan modos superiores indeseados.

Siguiendo la estrategia propuesta, esta transición se ha dividido en dos subtransiciones constituidas por un salto vertical mediante “via-hole” y por un cambio de sección transversal de líneas en el mismo nivel de metalización interno. En este caso el salto vertical es eléctricamente corto dado que a 20 GHz el “via-hole” de señal tiene una longitud eléctrica en torno a  $20^\circ$ .

En la figura 5.24 se muestra la transición completa, donde se puede apreciar como el plano de tierra superior de la estructura se ha sombreado en una textura traslúcida para que se puedan apreciar los conductores interiores de la transición. La primera sección, que en la figura 5.24 aparece marcada como ‘sección A’, se trata de una transición entre la GCPW exterior y una línea coplanar interna, SMCPW. La segunda sección, que en la figura 5.24 aparece marcada como ‘sección B’, se trata de una transición entre SMCPW y línea “strip”.

En la ‘sección A’, el plano de tierra inferior de la GCPW exterior, que aparece en color amarillo en la figura 5.24, pasa a formar los planos de tierra coplanares de la SMCPW y los planos de tierra coplanares de la GCPW exterior, que aparecen en color azul en la figura 5.24, pasan a formar el plano de tierra superior de la SMCPW, que se ha representado en una textura semitransparente para que se pueda observar la arquitectura interna de la transición. Las líneas de señal de ambas guías, que se ubican en distintos niveles de la placa, se conectan con un “via-hole” de señal, que se muestra en

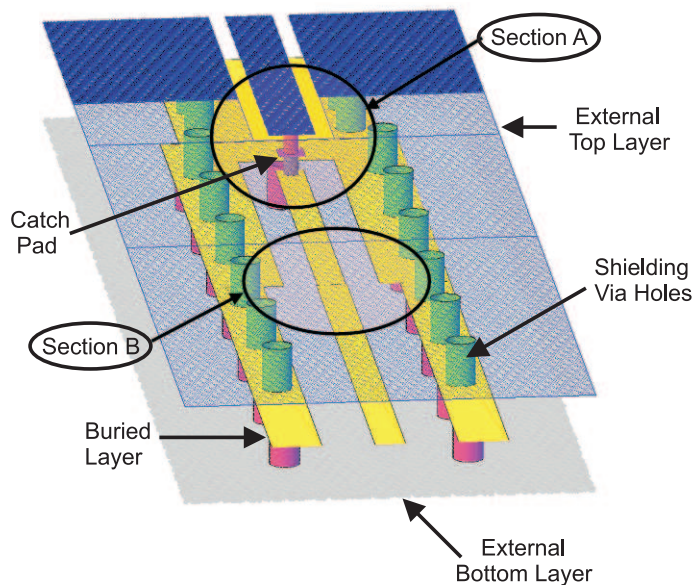


Figura 5.24: Transición GCPW-strip. Se observa la sección A, formada por una transición GCPW-SMCPW y la sección B formada por una transición SMCPW-strip.

la figura 5.24 como un “*via-hole*” de color rosa con el correspondiente “*catch-pad*” que es obligatorio insertar, puesto que el dieléctrico de  $386\ \mu\text{m}$  está implementado mediante el cocido de dos capas de  $193\ \mu\text{m}$ . Cumpliendo con el criterio impuesto, el “*via-hole*” de señal conecta la línea de señal de la GCPW exterior (azul) con la línea de señal de la SMCPW interna (amarillo) sin atravesar ningún plano de masa. De este modo se satisfacen todas las reglas propuestas anteriormente para este tipo de transiciones.

En la ‘sección B’, simplemente los planos de tierra coplanares de la SMCPW se alejan lo suficiente para transformarla en una línea “*strip*”, a la vez que se redimensiona la anchura de la línea de señal para mantener la impedancia característica del sistema. En la figura 5.24 se observa el escalón en el “*gap*” de la SMCPW, de manera que el único conductor de tierra que queda al mismo nivel que la línea de señal es el correspondiente a los “*catch-pad*” de los “*via-holes*” de apantallamiento de la línea “*strip*”. La discontinuidad entre la línea de señal de la SMCPW y la “*strip*” no se aprecia debido al factor de escala de figura 5.24.

De este modo, el diseño de la transición consiste en dimensionar las líneas de las diferentes secciones para que presenten una impedancia característica de  $50\ \Omega$ , y en dimensionar el diámetro del “*via-hole*” para optimizar la respuesta de la transición en la banda deseada. Además hay que utilizar una longitud adecuada para la SMCPW que impida el acoplamiento mutuo de los modos superiores al corte generados en las discontinuidades de sus extremos.

La línea GCPW de  $50\ \Omega$  tiene una anchura de pista de 15,7 mil y un “*gap*” de 6 mil. La línea SMCPW de  $50\ \Omega$  posee una anchura de pista de 9,8 mil y un “*gap*” de 11,5 mil. Por último, la línea “*strip*” de  $50\ \Omega$  posee una anchura de pista de 11 mil. Como criterio de diseño para dimensionar la longitud de la SMCPW, se ha calculado la longitud de la ‘sección B’ para que el primer modo superior de la línea sufra una

atenuación mayor de 30 dB en la distancia que separa el “*via-hole*” de la ‘sección A’ y la discontinuidad entre las líneas de señal de la SMCPW y la “*strip*”. El incremento de esta longitud aumenta ligeramente las pérdidas de inserción, pero sin modificar la respuesta de pérdidas de retorno de la transición.

En la optimización final de la respuesta de la transición se han incluido los efectos de diversos factores impuestos por las limitaciones de fabricación, como la necesidad de insertar “*catch pads*”, tanto en el “*via-hole*” de señal como en las de apantallamiento. Para las dimensiones de línea utilizadas, el proceso de optimización proporciona un diámetro de “*via-hole*” óptimo de 5 mil, siendo el mínimo fabricable de 5,1 mil el que se ha utilizado para la implementación del prototipo final.

La transición diseñada se ha implementado en configuración “*back to back*” GCPW-Strip-GCPW, para poder ser caracterizada mediante un sistema de medidas en oblea con sondas coplanares. En la figura 5.25 aparece la imagen del prototipo implementado. En ella se observa la conexión “*back to back*” de dos transiciones, de forma que las líneas de acceso exteriores GCPW quedan ubicadas en los extremos del prototipo, para poder conectarlo a la estación de medida.

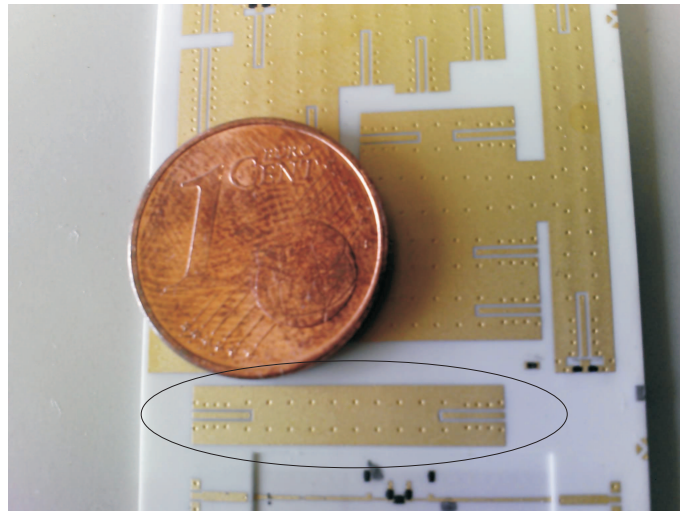


Figura 5.25: Prototipo de la transición en Ferro A6M. Enmarcado dentro de la elipse se pueden observar dos transiciones conectadas en configuración “*back to back*”. En ambos extremos aparecen las líneas GCPW de acceso superficiales.

En la figura 5.26 se comparan la simulación del prototipo llevadas a cabo mediante HFSS con las medidas realizadas. Se puede apreciar como ambas curvas muestran pérdidas de retorno por encima de 26 dB desde DC hasta 20 GHz, lo que permite que la transición pueda considerarse prácticamente transparente en esa banda.

#### 5.4.4.2. Prototipos de las transiciones usadas en el acoplador de banda ancha

En este apartado se muestran otras transiciones con saltos verticales eléctricamente cortos que, en este caso, se han utilizado para acceder a los puertos del acoplador de banda ancha en tecnología “*strip*” presentado en el apartado 5.2 [82].

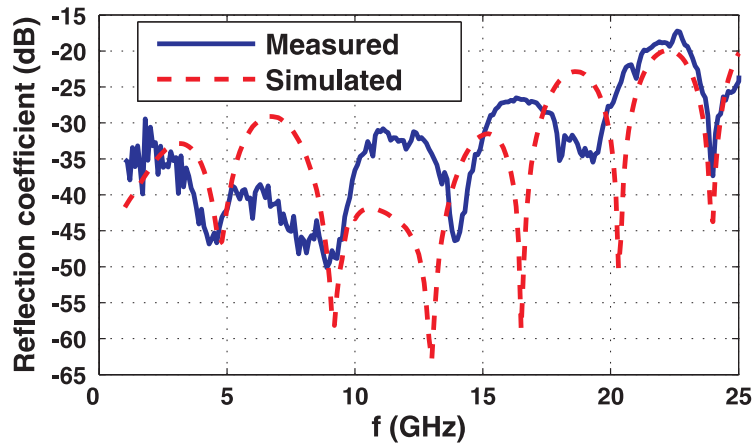


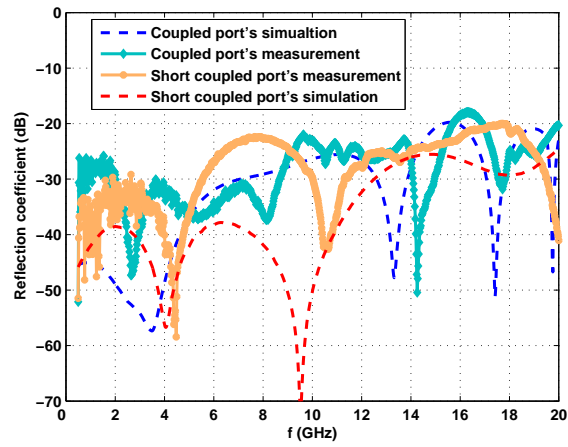
Figura 5.26: Comparación de la respuesta en frecuencia entre la medida y la simulación de la transición “back to back” GCPW-strip-GCPW implementada.

El proceso de diseño de estas transiciones no se va a presentar aquí dado que sigue las mismas premisas comentadas hasta ahora para las transiciones con saltos verticales eléctricamente cortos. Estos casos se muestran para ilustrar como mediante la estrategia propuesta se pueden lograr buenos resultados en variedad de casos. Adicionalmente, y a diferencia de la transición GCPW-strip de la sección anterior, algunos de estos ejemplos presentan la concatenación de varios saltos verticales eléctricamente cortos, poniendo en práctica la estrategia de división propuesta. Por otro lado, para cada una de las transiciones GCPW-SMCPW, se demuestra como la reducción de la distancia entre subtransiciones no deteriora sus prestaciones. Por tanto, al menos en estos casos, se podría reducir aún más el tamaño final de la transición completa.

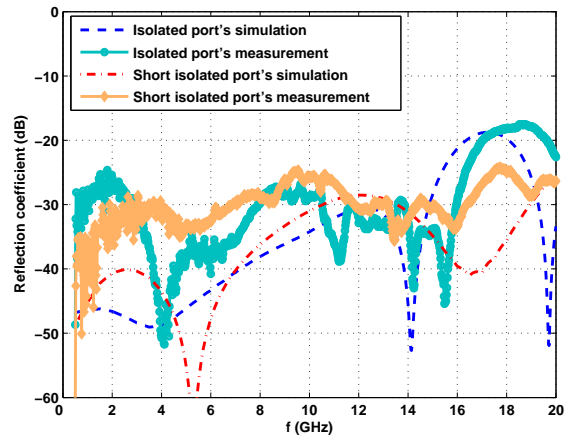
En la figura 5.27 se muestran los resultados obtenidos de los prototipos de varias transiciones fabricadas, asociadas a varios puertos del acoplador de la figura 5.1. Para cada transición asociada a un puerto del acoplador se presentan los resultados correspondientes a dos versiones: una estándar y otra acortada (en términos de longitud). En cada caso se muestra una comparativa del coeficiente de reflexión simulado y medido. Como puede observarse, en todos los casos los resultados son muy buenos desde DC hasta 20 GHz.

#### 5.4.4.3. Diseño de las transiciones usadas en los filtros interdigitales

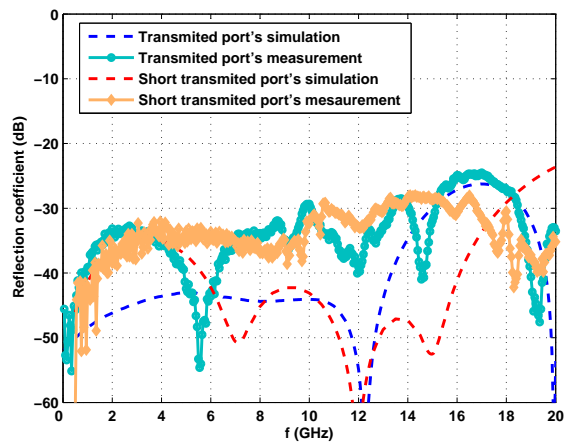
En este apartado se presenta otro ejemplo de transiciones diseñadas aplicando la metodología propuesta para saltos verticales eléctricamente cortos. En este caso, el diseño presentado corresponde a la transición diseñada para acceder a los puertos “stripline” de los filtros interdigitales presentados en el capítulo 4. Este diseño no ha sido caracterizado individualmente, por lo que sólo se muestra en este caso el aspecto 3D de la transición así como la respuesta en frecuencia obtenida en simulación. El objetivo en este ejemplo es diseñar una transición suficientemente buena por debajo de 10 GHz para acceder al nivel “stripline” donde se implementan los filtros interdigitales desde las líneas superficiales GCPW. Como se ha comentado en los prototipos del apartado



(a)



(b)



(c)

Figura 5.27: Comparativa de los coeficientes de reflexión simulados y medidos en configuración “back to back” de las versiones de la transición GCPW-SMCPW asociada a los puertos del acoplador. a) Puerto acoplado. b) Puerto aislado. c) Puerto directo.

anterior, en este caso tampoco se detallan los pasos del diseño realizado, ya que se basa en aplicar las mismas premisas que los casos anteriores. Únicamente se muestran los resultados obtenidos para evidenciar una vez más que mediante la aplicación de la estrategia propuesta para saltos eléctricamente cortos se pueden obtener buenos resultados en cuanto a coeficiente de reflexión se refiere en base a pautas sencillas de diseño.

En la figura 5.28 se muestra el aspecto de la transición simulada. Como se observa, este ejemplo tiene la peculiaridad con respecto a los anteriores de que la transición incluye un giro de  $90^\circ$ . Sin embargo se ha empleado el mismo criterio de diseño se ha mantenido igual. Los resultados obtenidos se presentan en la figura 5.29. Como se observa, el coeficiente de reflexión es menor que  $-20$  dB por debajo de  $10$  GHz, con lo que el efecto de la transición se puede considerar despreciable en la banda de operación de los filtros presentados en el capítulo 4.

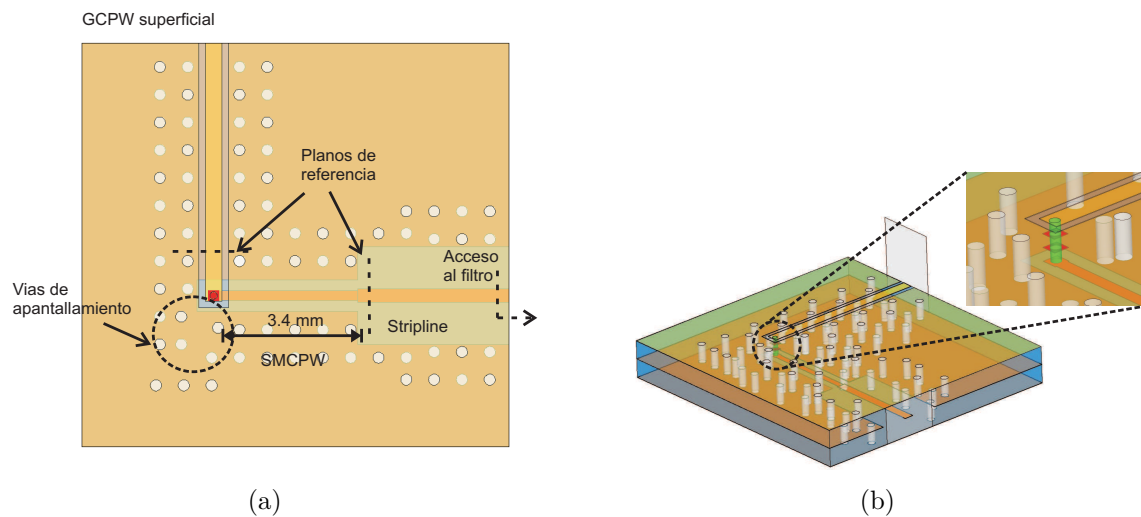


Figura 5.28: Aspecto de la transición diseñada para acceder a los puertos de los filtros interditaes del capítulo 4. a) Vista en planta. b) Vista 3D.

#### 5.4.5. Prototipos de transiciones con saltos verticales eléctricamente largos

En este apartado se presenta el diseño y caracterización de una transición eléctricamente larga, según se describe en la sección 5.4.3.2 y en [95], donde este caso particular se ha etiquetado como 'D'. Como punto de partida para el diseño, con los criterios descritos en detalle en [95], se toman un conjunto de dimensiones que se consideran adecuadas para este caso concreto. El diámetro inicial del "via-hole" de señal es  $300\mu m$  y la impedancia de la línea coaxial  $62,4\Omega$ . Partiendo de estos valores, la estrategia de diseño se centra en encontrar los valores adecuados para los diámetros de los iris con el fin de optimizar el comportamiento de la transición.

La figura 5.30(a) muestra en carta de Smith los coeficientes de reflexión de la transición para distintas combinaciones de los diámetros de los iris. Como se puede



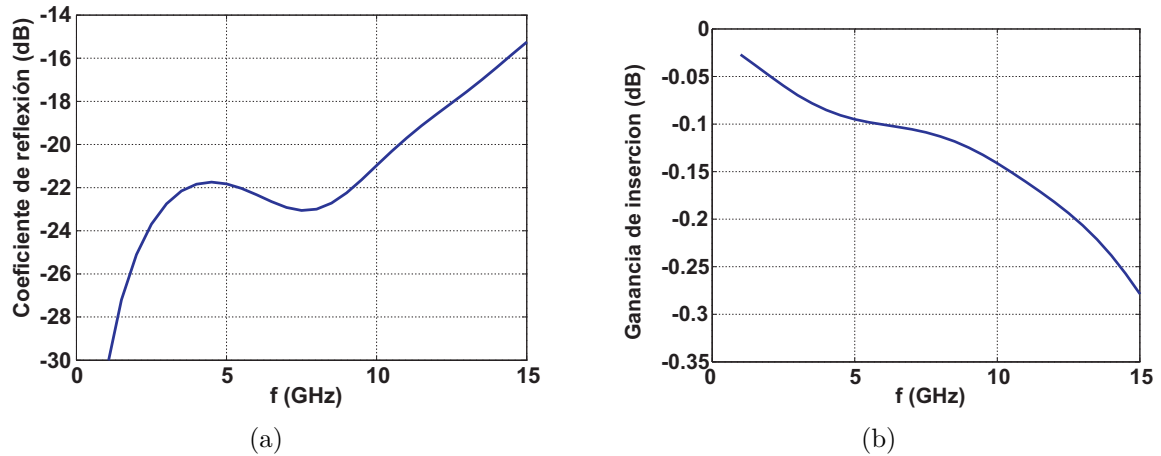


Figura 5.29: Respuesta en frecuencia simulada de la transición diseñada para acceder a los puertos de los filtros interdigitales del capítulo 4. a) Coeficiente de reflexión. b) Coeficiente de transmisión.

observar en las gráficas, la transición se comporta mejor cuando  $D_{I2} = 1500\mu m$  y  $D_{I1}$  está comprendido entre  $750\mu m$  y  $950\mu m$ . No obstante, además de esta conclusión, los resultados también se pueden utilizar para comprender mejor el comportamiento de la transición. Examinando la figura 5.30(a), se puede deducir que la respuesta de la transición es muy sensible al tamaño de los iris y que el iris 1 es el elemento clave de este diseño. Si el diámetro del iris 1 está lejos de su valor óptimo, entonces la respuesta de la transición no presenta mejoras sustanciales ante las variaciones del iris 2. Es decir, cuando el iris 1 es  $1,5 mm$  la respuesta obtenida no es buena, independientemente del tamaño del iris 2.

Una vez obtenidas estas consideraciones a partir del modelo circuital, así como un pre-diseño de la transición, el último paso consiste en realizar una optimización final de la transición mediante el simulador electromagnético 3D HFSS. Estas simulaciones muestran que el funcionamiento óptimo de la transición se logra cuando  $D_{I2} = 1500\mu m$  y  $D_{I1} = 950\mu m$ , dimensiones que finalmente se usan para su implementación. En la figura 5.30(b) se comparan los resultados obtenidos mediante los simuladores circuital y electromagnético para distintos valores de los tamaños de los iris. Es de destacar que, a pesar de que la simulación 3D incluye efectos adicionales, como el grosor de los conductores y el final redondeado de las líneas, la predicción efectuada por el modelo circuital continúa siendo útil y satisfactoria desde el punto de vista de diseño.

La transición se ha implementado en sustrato plástico (RO4350B) y se ha medido en configuración “back to back”, utilizándose una línea SMCPW de  $3,4 cm$  de longitud para conectar internamente ambas transiciones. La medida se ha efectuado empleando calibración TRL y sondas coplanares GSG. Los planos de referencia se han ubicado en la posición indicada en la figura 5.21. En la figura 5.31 se muestran las medidas comparadas con los resultados obtenidos en simulación. Finalmente, se han medido unas pérdidas de retorno mejores que  $20 dB$  desde DC hasta  $20 GHz$ .



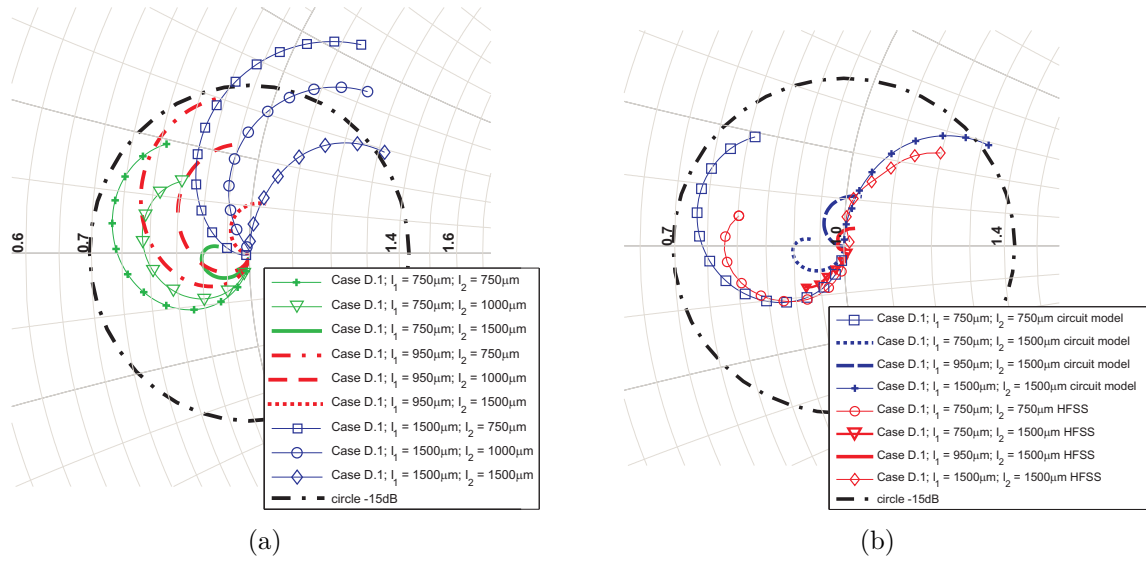


Figura 5.30: Coeficiente de reflexión del prototipo de transición eléctricamente larga. a) Comportamiento del modelo circuital para diferentes combinaciones de los iris 1 y 2 sobre carta de Smith con ampliación del círculo de  $-15\text{ dB}$ . b) Comparativa de los comportamientos del modelo circuital y de HFSS para algunas combinaciones de los iris 1 y 2 sobre carta de Smith con ampliación del círculo de  $-15\text{ dB}$ .

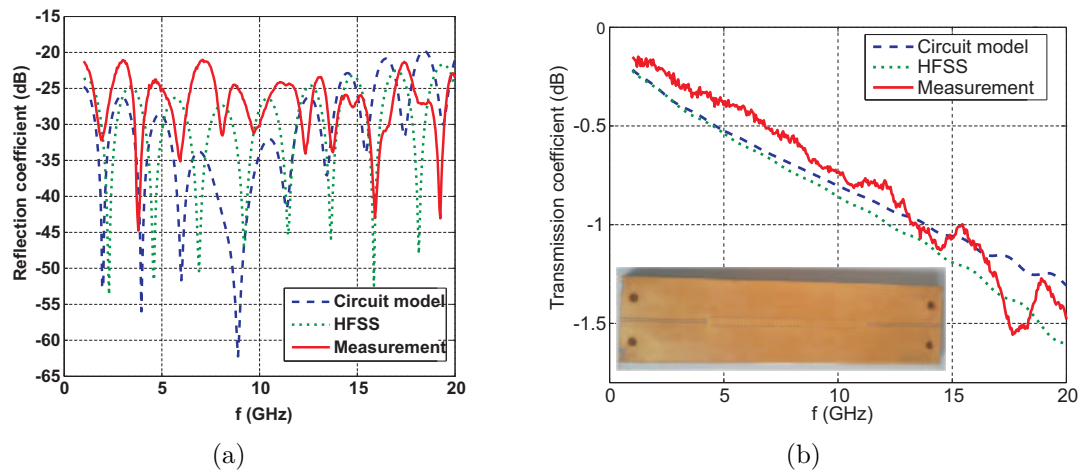


Figura 5.31: Resultados medidos en configuración "back to back" para la transición implementada eléctricamente larga. (a) Coeficiente de reflexión. (b) Coeficiente de transmisión.

# Capítulo 6

## Conclusiones

En este capítulo se resumen las principales conclusiones que se pueden extraer de esta Tesis doctoral, destacando las principales aportaciones que proporciona. Además, también se plantean algunas líneas de trabajo futuras que se pueden derivar de este trabajo.

En la introducción de este documento se discute la importancia creciente de las plataformas multicapa en la integración de sistemas de comunicaciones que abarcan múltiples servicios con un coste y tamaño reducidos. Las tecnologías PCB y LTCC suponen una alternativa atractiva para la implementación de sistemas de banda ancha, constituidos tanto por elementos activos como pasivos. En este contexto, el trabajo de esta Tesis se ha centrado en el diseño de distintos tipos de subsistemas pasivos integrados en sustrato, que habitualmente se utilizan en cualquier arquitectura de microondas. En concreto, en esta Tesis se han desarrollado dos líneas de investigación diferenciadas: diseños de filtros paso-banda de microondas y diseños de pasivos de gran ancho de banda de operación.

Los filtros paso-banda son un elemento clave en las arquitecturas de RF y por este motivo son elementos cuyo diseño suscita un gran interés. La línea de investigación más relevante de este trabajo se centra en el diseño de filtros paso-banda de microondas integrados en sustrato. Antes de presentar las propuestas realizadas en esta Tesis, se ha efectuado un breve repaso de la teoría de filtros: tanto de la teoría clásica de síntesis polinómica de filtros todo-polo como de la técnica de la matriz de acoplamiento. Esta técnica ha tenido una repercusión en los últimos años y constituye la herramienta que se ha utilizado para diseñar los filtros presentados en este trabajo.

### 6.1. Contribuciones originales

En la área de investigación de filtros paso-banda de microondas, esta Tesis explora dos opciones diferentes para el diseño filtros paso-banda compactos de bajo coste, en ambos casos filtros planares integrados en sustrato. La primera opción consiste en el diseño de filtros SIW. La segunda consiste en el diseño de filtros interdigitales con ceros de transmisión. Dentro de los filtros interdigitales las aportaciones han consistido en presentar una solución para la implementación de acoplamientos cruzados sin incrementar la complejidad de la geometría física del filtro. A continuación, se enumeran las

aportaciones originales más importantes sobre filtros presentadas en esta Tesis:

- En el capítulo 3 y en los apéndices C y D se han presentado varios prototipos de filtros SIW paso-banda. El conjunto de los prototipos implementa una amplia variedad de respuestas en frecuencia: respuestas con anchos de banda porcentuales en el rango del 5 % al 40 %, respuestas con ceros de transmisión simétricas y asimétricas o respuestas todo-polo. El área ocupada en todos los casos siempre es igual al área de un sólo resonador, incluso en algunos prototipos se logra reducir aún más las dimensiones del filtro. Además, todos los prototipos se han diseñado aplicando una misma estrategia de diseño y usando siempre el mismo tipo de estructuras de acoplamiento. Las estructuras de acoplamiento utilizadas se basan en el uso de ranuras, que son elementos que se utilizan habitualmente en la bibliografía. A pesar de que este elemento de acoplamiento no es novedoso, a partir de su caracterización se han observado algunas propiedades interesantes que se han usado para establecer la metodología de diseño propuesta. De este modo, la principal novedad presentada en este trabajo es que mediante el uso exclusivo de ranuras para implementar acoplamientos en una estructura de resonadores en línea es posible implementar acoplamientos cruzados, consiguiendo de esta manera tanto respuestas todo-polo como respuestas con ceros de transmisión. La metodología propuesta se basa en dos pilares fundamentales. En primer lugar, se ha efectuado una caracterización de las ranuras y se ha comprobado como la combinación de ranuras entre resonadores adyacentes produce un acoplamiento igual a la suma algebraica de los acoplamientos producidos individualmente por cada una de las ranuras. En segundo lugar, se ha propuesto crear una estructura denominada “chimenea” para implementar acoplamientos cruzados. Dicha estructura resulta del apilamiento vertical de varias ranuras, lo que permite acoplar resonadores que no son adyacentes en una estructura de apilamiento vertical de resonadores SIW. Esta estructura de acoplamiento provoca acoplamientos cruzados entre todos los resonadores que atraviesa. A pesar de que esto dificulta su caracterización, como solución se ha propuesto atribuir a las chimeneas propiedades similares a las observadas para las ranuras abiertas entre resonadores adyacentes y un criterio de dimensionamiento similar al de estas. A partir de estos fundamentos, se ha propuesto una estrategia de diseño cuya aplicación ha resultado satisfactoria para la obtención de diferentes respuestas en frecuencia planteadas. Un elemento clave de la técnica de diseño ha sido la propuesta de una metodología para la cancelación de los acoplamientos indeseados introducidos por las chimeneas. De este modo, se han construido y medido prototipos cuyas prestaciones eléctricas y cuyo tamaño pueden ser comparables con ejemplos que son estado del arte, pero aplicando en todos los casos una metodología de diseño común, frente a la solución habitual que aparece en la bibliografía, consistente en proponer realizaciones particulares con técnicas de diseño específicas para cada tipo de filtro.
- En el capítulo 4 se ha presentado una estructura para la introducción de acoplamientos cruzados asimétricos en filtros interdigitales paso-banda integrados en sustrato. La estructura propuesta permite diseñar este tipo de filtros incluyendo

ceros de transmisión en su función de transferencia. Esto se logra manteniendo una sección transversal similar a la de un filtro “*stripline*” todo-polo, lo que permite tener costes de fabricación parecidos. La estructura presentada se puede identificar con dos modelos circuitales distintos. La estructura se puede modelar como un inversor de admitancias o como un resonador  $\lambda/2$  que se añade a la topología en línea del filtro. El primer modelo se ha usado en el diseño de un filtro a 5 GHz con respuesta asimétrica y un cero de transmisión. El segundo modelo se ha utilizado en el prototipo centrado en 8 GHz. En este caso, la inclusión de este elemento en la matriz de acoplamiento ha provocado que la síntesis de la respuesta del equivalente paso-bajo se haya basado en un proceso de optimización. Mediante ambos prototipos se pone de manifiesto la utilidad de la estructura propuesta para introducir ceros de transmisión en los filtros interdigitales “*stripline*” clásicos sin apenas modificar su sección transversal. Especial interés desde un punto de vista ingenieril suscita el prototipo centrado en 8 GHz, en el que se logra un filtro con las pérdidas de inserción en la banda de paso correspondientes a una respuesta de orden 5, pero con un rechazo en las bandas eliminadas equivalentes a las de un filtro de orden mayor.

La otra línea de investigación que se ha desarrollado en esta Tesis se centra en el diseño de diversos elementos pasivos de microondas de banda ancha integrados en sustrato. A continuación se enumeran las principales aportaciones de este trabajo en este ámbito:

- Se ha diseñado y construido un acoplador asimétrico de 10 dB y 6 etapas en sustrato LTCC, trabajando desde 1,8 a 18 GHz. La principal aportación de este diseño es que incluye una novedosa primera sección mixta, que permite solucionar el deterioro de las prestaciones del dispositivo provocado por el acceso a los puertos de la etapa de mayor acoplamiento. El acoplador diseñado y medido proporciona un acoplamiento de  $10,3 \pm 0,6$  dB desde 1,5 hasta 18 GHz, así como unas pérdidas de retorno mejores que 15 dB y un aislamiento mejor o igual que 23 dB desde 1 hasta 18 GHz. El prototipo fabricado, además, también consta de transiciones verticales de altas prestaciones, que se comentan posteriormente.
- Se ha presentado una nueva técnica para diseñar cargas adaptadas de microondas con características de banda ancha. La técnica se fundamenta en la respuesta habitual, especialmente en alta frecuencia, de los resistores de  $50 \Omega$  puestos a tierra. Para compensar este comportamiento se propone añadir un simple circuito RC en paralelo al resistor de  $50 \Omega$ . A partir del modelado del comportamiento del resistor, se proponen expresiones cerradas para aproximar los valores de la red RC que adapta el dispositivo en banda ancha, valores que hay que someter posteriormente a un proceso de optimización. La validación de esta técnica se realiza mediante la implementación de dos prototipos diferentes. En un caso se diseña una carga adaptada integrada en sustrato plástico, usando componentes de montaje superficial. El otro prototipo se implementa en un sustrato LTCC y todos los componentes son integrados en el propio sustrato. Los resultados de ambos diseños constatan la validez de la técnica propuesta y proporcionan cargas

adaptadas integradas en sustrato con pérdidas de retorno mayores de 20 dB desde DC hasta 20 GHz.

- En este trabajo se ha presentado una estrategia genérica de diseño de transiciones verticales mediante “via-holes” para interconectar líneas de transmisión ubicadas en distintos niveles de metalización en un sustrato multicapa. Esta estrategia pretende ser una guía para obtener una buena relación de compromiso entre esfuerzo de diseño y prestaciones en una amplia variedad de casos. La estrategia se basa en varias consideraciones entre las que destaca establecer dos metodologías de diseño para los saltos verticales en función de su longitud eléctrica:
  - Si los saltos son eléctricamente cortos, el modelo eléctrico asociado a la transición es muy simple y la metodología se basa en aplicar una serie de pautas sencillas
    1. Ambas líneas de acceso han de compartir todos los planos de tierra implicados.
    2. La vía de señal no debe atravesar ningún plano de tierra.
    3. Hay que dimensionar las líneas de acceso con  $50\ \Omega$ , y a con unos “gaps” tan pequeños como sea posible.

Bajo estas premisas el diseño de la transición consistiría fundamentalmente en encontrar el diámetro del “via-hole” de señal que optimiza el comportamiento de la transición. Para ilustrar la validez de la metodología se ha presentado el diseño de diversas transiciones. En concreto, todas las transiciones de acceso a los puertos del acoplador así como las transiciones necesarias para acceder a los niveles “stripline” donde se han diseñado los filtros interdigitales del capítulo 4 se han realizado con esta técnica. En todos estos casos, el comportamiento eléctrico conseguido ha sido satisfactorio en el ancho de banda de operación de cada diseño. Especial mención requieren las transiciones asociadas al acoplador direccional, donde algunos prototipos fabricados presentan pérdidas de retorno mejores que 25 dB desde DC hasta 20 GHz.

- Si los saltos son eléctricamente largos, el modelo eléctrico y la optimización de la transición resulta ser bastante más complejo. En esta línea se ha presentado un equivalente circuital basado en elementos concentrados y distribuidos que permite modelar este tipo de transiciones, facilitando su diseño. Este modelo no pretende ser una herramienta de diseño muy exacta, aunque sí aspira a ser una potente herramienta de diseño desde el punto de vista de ingeniería. El modelo circuital presentado para este tipo de casos, a pesar de su aparente complejidad, resulta bastante intuitivo, pudiéndose extraer a partir de la geometría de la transición tras realizar algunas hipótesis. La principal aportación de este modelo es que cumple dos objetivos. Por un lado, permite obtener unas dimensiones iniciales para la transición cercanas a las óptimas. Por otro, proporciona información de la sensibilidad de la respuesta en frecuencia de la transición con respecto a cada uno de sus elementos. Con este modelo es posible diseñar un prototipo cuya optimización

mediante un simulador electromagnético 3D es muy rápida. Como muestra de la utilidad de este modelo se ha diseñado una transición en PCB. La transición diseñada se ha implementado, obteniendo unas pérdidas de retorno mejores que 20 dB desde DC hasta 20 GHz.

## 6.2. Líneas de trabajo futuras

En esta sección se plantean posibles líneas de trabajo que surgen de las conclusiones anteriores y cuyo desarrollo podría resultar interesante. A continuación se enumeran algunas de las líneas de investigación que se proponen:

- Analizar detalladamente los modelos circuitales de las cavidades acopladas mediante ranuras y chimeneas, para cuantificar de forma precisa, mediante el uso de herramientas de análisis electromagnético, los modelos propuestos. La obtención de un modelo circuital, especialmente en el caso de las chimeneas, permitiría determinar el grado de validez de las suposiciones efectuadas para la obtención de sus dimensiones y su uso en la metodología de diseño propuesta.
- La introducción de las chimeneas como elemento de acoplamiento que permite acoplar más de dos resonadores al mismo tiempo supone un caso poco usual en la técnica de la matriz de acoplamiento. Cuando se diseña un filtro de resonadores acoplados mediante la matriz de acoplamiento, es habitual utilizar transformaciones de la matriz original resultante en busca de topologías de acoplamiento que puedan ser finalmente implementables: la matriz que resulta originalmente suele ser una matriz de acoplamiento completa, donde, en general, todos los resonadores están acoplados entre sí. En la práctica, esta matriz completa no es implementable y se necesita aplicar transformaciones sobre ella para buscar otras topologías con un menor número de acoplamientos. El uso de chimeneas como estructura de acoplamiento entre resonadores SIW apilados permite acoplar entre sí a todos los resonadores implicados. Esto proporciona la posibilidad de que mediante el uso de chimeneas se podría implementar una matriz de acoplamiento completa, sin necesidad de tener que anular obligatoriamente algunos de sus acoplamientos adyacentes o cruzados. En esta línea, se continuaría usando la combinación lineal de chimeneas pero no para lograr anular determinados elementos de la matriz, sino para implementar los valores correspondientes no nulos.
- Estudiar las limitaciones de la metodología propuesta para el diseño de filtros SIW, evaluando y cuantificando aspectos como: el error cometido en la estimación de los valores de acoplamiento proporcionado por una chimenea en función del grosor de los resonadores, el error cometido en el principio de superposición de chimeneas en función del tamaño y ubicación de éstas, etc. Además, también sería interesante aplicar esta metodología a otros tipos de filtros. A pesar de que se han implementado varios diseños SIW que proporcionan multitud de respuestas en frecuencia, en todos los casos siempre se han usado cuatro resonadores, el mismo sustrato multicapa o la misma frecuencia central objetivo para la banda

de paso de los filtros. Por tanto, con el objetivo de evaluar más profundamente la versatilidad de la metodología propuesta, resultaría conveniente aplicarla en otras condiciones, como por ejemplo: otros sustratos multicapa con distintos grosores y constantes dieléctricas, seleccionar otras bandas de frecuencia, filtros con un mayor número de resonadores, otro tipo de topologías como filtros duplexores, etc.

- Explorar las limitaciones de la estrategia de diseño de transiciones de banda ancha. La aplicación del criterio de diseño para el caso de saltos verticales cortos se ha aplicado en el diseño e implementación de varias transiciones verticales eléctricamente cortas. Estas se han usado para acceder a los puertos del acoplador direccional y a los filtros interdigitales presentados. Tanto el número de transiciones fabricadas como las diferentes condiciones de sustrato consideradas parecen demostrar la utilidad de la estrategia en este tipo de saltos cortos. No obstante, en el caso de los saltos eléctricamente largos sólo se han presentado medidas de un caso diseñado. A pesar de que en simulación si se han considerado multitud de casos para validar la utilidad del modelo circuital propuesto [101], sería conveniente aplicar el modelo para saltos eléctricamente largos en otros sustratos multicapa y fabricar las transiciones resultantes para constatar mediante medidas la utilidad y versatilidad de la estrategia de diseño de transiciones propuesta.



# Apéndice A

## Asincronías de resonadores SIW acoplados mediante ranura

En este apéndice se resume brevemente el efecto que tiene la existencia de un acoplamiento mediante ranura sobre la sintonía de un resonador SIW.

Como se ha comentado en la sección 2.3.3.2, a partir del coeficiente de transmisión de un par de resonadores acoplados se puede extraer el valor, en módulo, del coeficiente de acoplamiento que físicamente existe entre ambos resonadores. Este valor de acoplamiento que existe físicamente entre un par de resonadores síncronos se obtiene aplicando la ecuación (2.50). Esta ecuación se aplica conociendo los valores de las frecuencias de resonancia que aparecen en el coeficiente de transmisión, también llamadas frecuencias características.

En este tipo de curvas se pueden observar claramente dos frecuencias de resonancia. En el caso de resonadores simétricos acoplados, como son un par de resonadores SIW idénticos acoplados por ranura, estas frecuencias de resonancia características coinciden con las frecuencias  $f_p$  y  $f_i$  asociadas a la resolución de la misma estructura pero considerando planos de simetría de conductor magnético perfecto y conductor eléctrico perfecto, respectivamente.  $f_p$  es la frecuencia del modo par resultante de resolver el problema con un conductor magnético perfecto en el plano de simetría entre ambos resonadores. Análogamente,  $f_i$  es la frecuencia del modo impar resultante de resolver el problema con un conductor eléctrico perfecto en el plano de simetría entre ambos resonadores [19].

En el caso particular de un par de resonadores SIW síncronos acoplados por ranura, la frecuencia característica del coeficiente de transmisión asociada al problema impar coincide con la propia frecuencia de resonancia del resonador aislado,  $f_{110}$ . Si se aplica la condición de conductor eléctrico perfecto en el área ocupada por la ranura, la estructura resultante tiene la misma geometría y condiciones de contorno que el resonador original de forma aislada. Por esto, en este caso particular de resonadores SIW acoplados por ranura, se verifica que una de las dos frecuencias características que aparecen en el coeficiente de transmisión asociado coincide con la frecuencia de resonancia de los resonadores aislados.

En general una respuesta en frecuencia paso-banda se puede expresar en función de las frecuencias normalizadas del correspondiente modelo equivalente paso-bajo. La

traslación a valores normalizados de frecuencia<sup>1</sup> del coeficiente de transmisión de un par de resonadores síncronos acoplados se correspondería con una respuesta como las mostradas en la figura A.1.

Para analizar cómo afecta el acoplamiento mediante ranura sobre la sintonía del par de resonadores SIW síncronos acoplados se ha efectuado un breve análisis en el dominio del equivalente paso-bajo. Para esto se han considerado varias matrices de acoplamientos de orden 2, compuestas por dos resonadores síncronos acoplados un valor en módulo de  $\bar{k}$  en el equivalente paso-bajo. Tras esto, se han representado los correspondientes coeficientes de transmisión asociados a estas matrices. Por último, a partir de la observación en el dominio normalizado del coeficiente de transmisión se puede calcular la asincronía normalizada que sufre cada resonador con respecto a su frecuencia de resonancia aislado.

En la tabla A.1 se presenta una matriz de acoplamiento genérica para un par de resonadores síncronos acoplados. En este caso los autoacoplamientos  $\bar{M}_{11}$  y  $\bar{M}_{22}$  son nulos y el acoplamiento entre ambos resonadores es  $\bar{k}$ . Por su parte, en las tablas A.2 y A.3 se presentan matrices cuyo valor de acoplamiento en módulo también es  $\bar{k}$  pero donde se han considerado valores de autoacoplamientos no nulos. En concreto, se han propuesto autoacoplamientos con un módulo también de valor  $\bar{k}$  y con signos negativo y positivo, respectivamente.

0	$\bar{k}$
$\bar{k}$	0

Tabla A.1: Matriz de acoplamiento del equivalente paso-bajo correspondiente a un par de resonadores síncronos acoplados un valor en módulo de  $\bar{k}$ . Caso de  $\bar{M}_{1,1} = \bar{M}_{2,2} = 0$ . El valor de  $\bar{Q}_{ext}$  considerado es muy alto para minimizar los efectos de carga.

$-\bar{k}$	$\bar{k}$
$\bar{k}$	$-\bar{k}$

Tabla A.2: Matriz de acoplamiento del equivalente paso-bajo correspondiente a un par de resonadores síncronos acoplados un valor módulo de  $\bar{k}$ . Caso de  $\bar{M}_{1,1} = \bar{M}_{2,2} = -\bar{k}$ . El valor de  $\bar{Q}_{ext}$  considerado es muy alto para minimizar los efectos de carga.

$\bar{k}$	$-\bar{k}$
$-\bar{k}$	$\bar{k}$

Tabla A.3: Matriz de acoplamiento del equivalente paso-bajo correspondiente a un par de resonadores síncronos acoplados un valor en módulo de  $\bar{k}$ . Caso de  $\bar{M}_{1,1} = \bar{M}_{2,2} = \bar{k}$ . El valor de  $\bar{Q}_{ext}$  considerado es muy alto para minimizar los efectos de carga.

<sup>1</sup>Según el modelo equivalente paso-bajo.

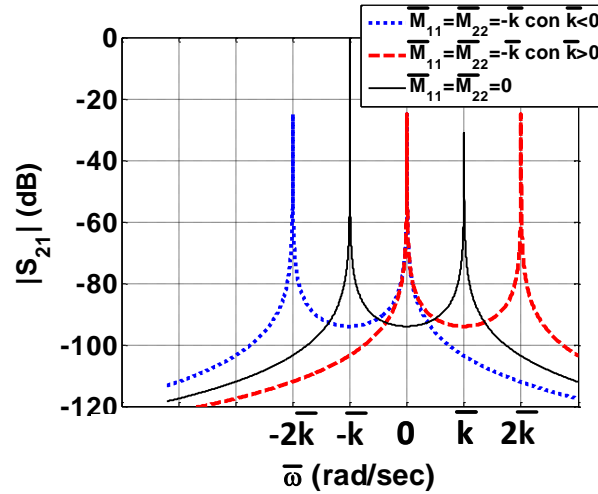


Figura A.1:  $|S_{21}|$  (dB) del modelo equivalente paso-bajo correspondiente con las matrices de acoplamientos de las tablas A.1 , A.2 y A.3.

El coeficiente de transmisión asociado a cada una de las matrices anteriores se presenta en la figura A.1. Observando la figura A.1 se puede deducir que en el dominio del equivalente paso-bajo la separación entre las frecuencias de resonancia asociadas a un par de resonadores síncronos es, en general,  $2\bar{k}$ , siendo  $\bar{k}$  el valor normalizado del acoplamiento que existe entre ambos resonadores.

Por otro lado, como se ha comentado previamente, en el caso particular de un par de resonadores SIW síncronos acoplados, la frecuencia característica que aparece en el módulo del coeficiente de transmisión asociada al modo impar,  $f_i$ , coincide con la frecuencia de resonancia del resonador aislado,  $f_{110}$ . Por tanto, en el equivalente paso-bajo una de las dos frecuencias características del coeficiente de transmisión debe aparecer en el origen de coordenadas del  $|S_{21}|$  del equivalente paso-bajo para mantener la consistencia de la traslación paso-banda a paso-bajo del problema real.

Como se observa en la figura A.1, esta condición se cumple si la asincronía que sufre cada resonador es igual, en módulo, al valor del acoplamiento normalizado. Esto ocurre para las curvas asociadas a las matrices de las tablas A.2 y A.3, trazados en color rojo y azul . En ambos casos, con esta condición se verifica que una de las frecuencias características del coeficiente de transmisión se ubican en el origen de abscisas.

El signo del autoacoplamiento dependerá de cuál de las dos frecuencias características es la que se identifica con  $\bar{f}_i$ . En general, si  $f_i$  es la menor de las dos frecuencias, el signo del autoacoplamiento que provoca una ranura será negativo, mientras que si ocurre lo contrario, tendrá un signo positivo.

Por tanto, se puede concluir que en el caso particular de un par de resonadores SIW síncronos acoplados por ranura, el valor en módulo y en el dominio normalizado de la asincronía que sufre cada resonador a causa de la ranura es igual al valor normalizado del acoplamiento que produce. El signo del autoacoplamiento asociado será el descrito anteriormente según la relación entre las frecuencias características del problema real.



## Apéndice B

### Signo de los acoplamientos por ranura en resonadores SIW

En este apéndice se presenta el criterio utilizado para determinar el signo absoluto del acoplamiento producido por una ranura entre dos resonadores SIW adyacentes.

Como se ha comentado en la sección 2.3.3.2, en el diseño de filtros lo realmente importante con respecto a los signos del acoplamiento es el signo relativo. Si se pueden implementar acoplamientos de ambos signos, es posible realizar transformaciones sobre la matriz de acoplamiento para encontrar aquella que más convenga según el tipo de acoplamiento que físicamente esté disponible. No obstante, en este apéndice se presenta el criterio usado para determinar el signo absoluto de los acoplamientos por ranura en todos los prototipos SIW realizados.

En la bibliografía existen ejemplos contradictorios al respecto del signo absoluto asignado a un mismo tipo de acoplamiento. Un ejemplo de esto se puede observar comparando los trabajos presentados en [39] y en [26]. En ambas referencias se presentan sendos filtros SIW en una estructura monocapa. En ellos, los acoplamientos de carácter magnético usados se implementan mediante la clásica apertura en la pared lateral de “*via-holes*”. Sin embargo, analizando las matrices de acoplamiento presentadas, en [39] se considera a este tipo de acoplamiento como positivo, mientras que en [26] este mismo tipo de acoplamiento se toma con signo negativo. Teniendo en cuenta que el análisis de la estructura se realiza desde un punto de vista circuital y no a partir del análisis electromagnético de la estructura de acoplamiento, la elección de signo del acoplamiento resulta arbitraria.

Como se ha comentado en el apéndice A, las frecuencias características que aparecen en la curva del  $|S_{21}|$  asociada a un par de resonadores síncronos acoplados se identifican con las frecuencias  $f_p$  y  $f_i$  resultantes de resolver la misma estructura mediante un análisis de los modos par e impar, respectivamente. En los prototipos SIW realizados en esta Tesis el criterio usado para determinar el signo absoluto es el mismo que el presentado en [26]. Según este criterio, si la frecuencia  $f_i$  asociada al problema impar es menor que la frecuencia  $f_p$  asociada al modo par, entonces el signo del acoplamiento se selecciona positivo. En caso contrario, ( $f_i \geq f_p$ ), el signo del acoplamiento se toma negativo.

Como ejemplo, en la figura B.1 se muestra el coeficiente de transmisión simulado para un par de ranuras que proporcionan un valor de acoplamiento similar pero que

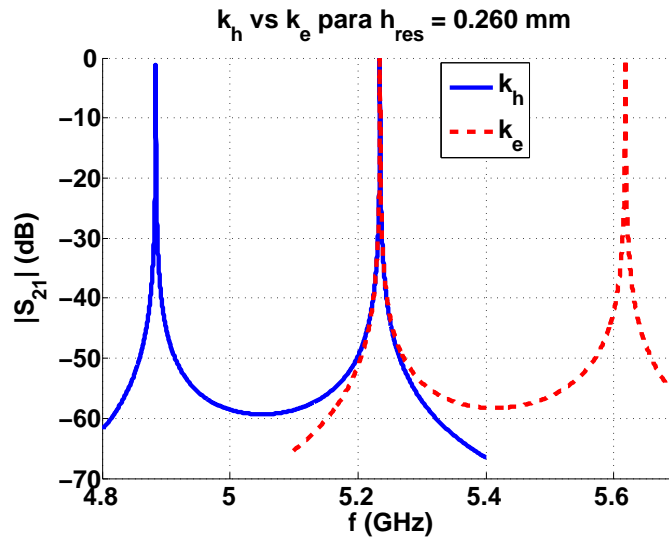


Figura B.1: Simulación ideal en HFSS de una ranura que proporciona un valor de acoplamiento de tipo  $k_e$  y otra de tipo  $k_h$  de valores similares.  $|S_{21}|$  (dB) simulado en HFSS para caracterizar cada uno de las ranuras.

son de tipo distinto. Una ranura produce un acoplamiento de tipo  $k_e$  y la otra de tipo  $k_h$ . Este ejemplo es el mismo que el presentado en el apartado 3.5.3.1. Se puede observar que ambas curvas comparten una frecuencia de resonancia. Esta es la que coincide con la frecuencia de resonancia del resonador aislado,  $f_{110}$ , que en este caso es  $f_{110} = 5,27$  GHz y también es la frecuencia que coincide con la frecuencia asociada al modo impar,  $f_i$ . Por tanto, aplicando el criterio descrito anteriormente se puede deducir que los acoplamientos de tipo  $k_e$  resultan tener signo positivo, mientras que los acoplamientos de tipo  $k_h$  tienen signo negativo.

# Apéndice C

## Prototipo SIW asimétrico simple

En este apéndice se resume el diseño del prototipo SIW asimétrico simple y se presenta la caracterización de sus unidades fabricadas. Al igual que en los diseños presentados en las secciones 3.8 y 3.9, aquí también se ha usado la PCB multicapa descrita en el apartado 3.2 y para su desarrollo también se ha aplicado la estrategia de diseño propuesta en la sección 3.7.

Por este motivo, en este apéndice sólo se muestran los principales datos del diseño asimétrico simple y únicamente se destacan y se discuten en detalle las particularidades que diferencian a este diseño con respecto a los presentados en las secciones 3.8 y 3.9.

El prototipo asimétrico simple es un diseño de filtro SIW cuya ganancia de inserción es asimétrica, ya que contiene un único cero de transmisión, como el prototipo “*box-section*” de la sección 3.9. No obstante, en este caso el cero de transmisión se ubica en el lado opuesto de la banda de paso del filtro. A diferencia del diseño “*box-section*”, este prototipo supone el ejemplo más simple que se puede proponer para implementar un filtro SIW de resonadores apilados y acoplados por ranura con un cero de transmisión. El principal objetivo de este diseño es implementar una ganancia de inserción con un cero de transmisión usando el menor número de elementos de acoplamiento posibles. En contraposición a lo que sucede en el diseño “*box-section*”, como se demuestra a continuación, la construcción de respuestas asimétricas mediante la estrategia propuesta para esta topología puede llegar a tener una implementación bastante sencilla<sup>1</sup>.

### C.0.1. Especificaciones eléctricas y matriz de acoplamiento del prototipo asimétrico simple

Las especificaciones eléctricas normalizadas que se han propuesto para este prototipo son las siguientes:

- Ancho de banda porcentual, FBW: 7,5 %.
- Rizado máximo del coeficiente de transmisión en la banda de paso del filtro: 0,4 dB
- Rechazo mayor o igual que 30 dB si  $\bar{\omega} \leq -2$  y mayor que 15 dB si  $\bar{\omega} \geq +2,5$ .

---

<sup>1</sup>O al menos bastante más simple que en el caso “*box-section*”.



Para satisfacer estas especificaciones se ha considerado una ganancia de inserción con un cero de transmisión en  $\bar{\omega} = -2$ . En la tabla C.1 se presenta la matriz de acoplamiento que se ha propuesto para satisfacer estas especificaciones eléctricas.

-0,045	-0,9093	0	0
-0,9093	-0,0801	-0,6362	-0,343
0	-0,6362	0,4381	-0,8421
0	-0,3430	-0,8421	-0,045

Tabla C.1: Matriz de acoplamiento normalizada correspondiente al prototipo asimétrico simple.  $\bar{Q}_{ext} = 0,9359$ .

En la figura C.1 se muestran la topología del filtro, con los acoplamientos y sus signos correspondientes, y la respuesta en frecuencia asociada a la matriz de acoplamiento del prototipo paso-bajo presentada en la tabla C.1 anterior.

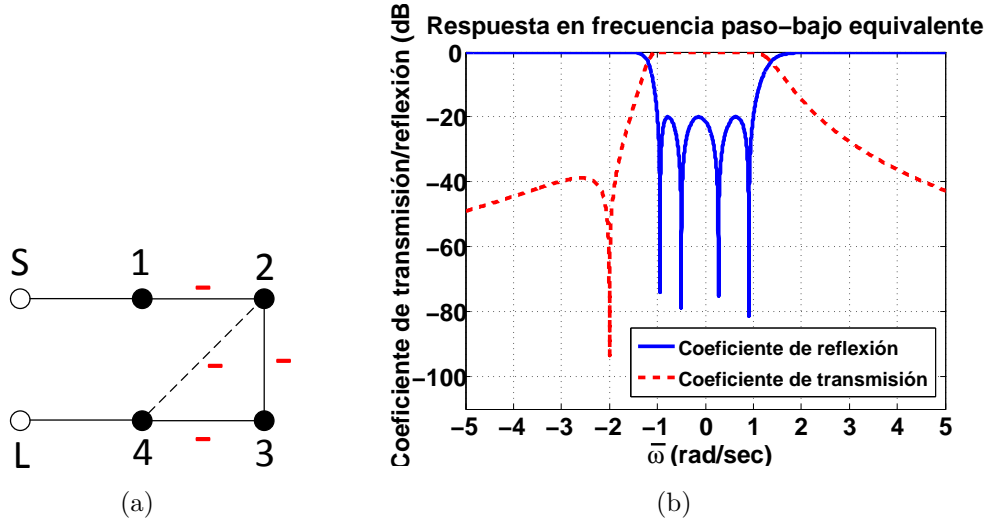


Figura C.1: Diseño asimétrico simple propuesto. (a) Topología del filtro. (b) Respuesta en frecuencia obtenida a partir de la matriz de acoplamiento del prototipo paso-bajo.

A partir de este equivalente paso-bajo, las especificaciones eléctricas y los acoplamientos adyacentes y no adyacentes desnormalizados correspondientes son:

- Frecuencia central de la banda de paso del filtro:  $f_0 \approx 5 \text{ GHz}$ .
- Ancho de banda, BW: 375 MHz.
- $Q_{ext}$ : 12,5.
- Ceros de transmisión: uno en  $f = 4,6 \text{ GHz}$  ( $f_0 - 400 \text{ MHz}$ ).
- $k_{12} = -0,0682$ ,  $k_{23} = -0,0477$ ,  $k_{24} = -0,0257$ ,  $k_{34} = -0,0632$ .

<sup>2</sup>Esta condición es transversal a todos los prototipos SIW, como se ha indicado en la sección ??.

### C.0.2. Resumen del diseño del prototipo asimétrico simple

En este caso la matriz de acoplamiento indicada en la tabla C.1 sólo tiene un acoplamiento cruzado,  $k_{24}$ . Este acoplamiento es de menor valor y del mismo signo que el resto de los acoplamientos adyacentes. Por tanto, la implementación del acoplamiento  $k_{24}$  mediante una chimenea  $\text{CHMN}_{2,4}$  provoca que los acoplamientos adyacentes heredados de esta chimenea puedan ser absorbidos por las ranuras que implementen los acoplamientos adyacentes.

La principal novedad relativa al proceso de diseño que aporta este prototipo asimétrico simple es que el procedimiento de absorción de los acoplamientos adyacentes heredados se ha efectuado de una forma distinta al caso “*box-section*”. En este caso, con el objetivo de minimizar el número de ranuras a usar y simplificar todo lo posible el diseño, la chimenea  $\text{CHMN}_{2,4}$  se ha constituido mediante el solapamiento vertical de las ranuras que implementan los acoplamientos adyacentes  $k_{23}$  y  $k_{34}$ . Así, en este caso la chimenea  $\text{CHMN}_{2,4}$  no contiene ninguna ranura con un tamaño igual su área<sup>3</sup>.

En la figura C.2 se muestra una imagen 3D obtenida a partir de HFSS del prototipo asimétrico simple. En esta figura se indican, entre otras cosas, los elementos de acoplamiento usados para implementar la matriz de acoplamiento propuesta. Como se observa, los elementos de acoplamiento utilizados son: las ranuras  $\text{SLT}_{1,2}$ ,  $\text{SLT}_{2,3}$ ,  $\text{SLT}_{3,4}$  y la chimenea  $\text{CHMN}_{2,4}$ . No obstante, a pesar de que se han indicado 4 elementos de acoplamiento, en la figura sólo se aprecian 3 ranuras asociadas a estos 4 elementos. Los acoplamientos  $k_{12}$ ,  $k_{23}$  y  $k_{34}$  se han implementado con las ranuras  $\text{SLT}_{1,2}$ ,  $\text{SLT}_{2,3}$  y  $\text{SLT}_{3,4}$ , respectivamente. Por otro lado, el acoplamiento cruzado  $k_{24}$  se ha implementado mediante el solapamiento vertical de las ranuras  $\text{SLT}_{2,3}$  y  $\text{SLT}_{3,4}$ , dando lugar así a la chimenea  $\text{CHMN}_{2,4}$ , cuya área coincide con el área de solape entre las mencionadas ranuras.

Desde el punto de vista de diseño, el proceso seguido para implementar la chimenea y las ranuras indicadas es: en primer lugar se ha diseñado una chimenea  $\text{CHMN}_{2,4}$  uniforme, compuesta por dos ranuras iguales cuya área coincide con el de la chimenea. Posteriormente, estas ranuras iniciales pertenecientes a la chimenea uniforme se han ampliado lo necesario para implementar los acoplamientos adyacentes  $k_{23}$  y  $k_{34}$ . Las ampliaciones de ambas ranuras se han efectuado en la misma dirección pero sentidos opuestos, de forma que dichas ampliaciones no se solapan entre sí. Estas ranuras resultantes de la ampliación de las ranuras de la chimenea son las denominadas  $\text{SLT}_{2,3}$  y  $\text{SLT}_{3,4}$ . Por último, se ha propuesto la ranura  $\text{SLT}_{1,2}$  para implementar el acoplamiento  $k_{12}$ .

Las dimensiones de las ranuras y de la chimenea, tanto del prototipo inicial, como del resultante del proceso de optimización, se recogen en la tabla C.2.

Si se comparan las dimensiones iniciales y finales de las ranuras y de la chimenea recogidas en la tabla C.2, se puede apreciar como las diferencias entre ambos tipos de dimensiones son relativamente pequeñas. En todos los casos y para todas las dimensiones tanto de tamaño como de la ubicación de las ranuras, la mayor diferencia existente

---

<sup>3</sup>A diferencia de lo que ocurre en los prototipos “*box-section*” y simétrico, donde todas las chimeneas empleadas, bien sean uniformes o no uniformes, contienen al menos una ranura cuya área coincide con el de la chimenea a la que pertenece.

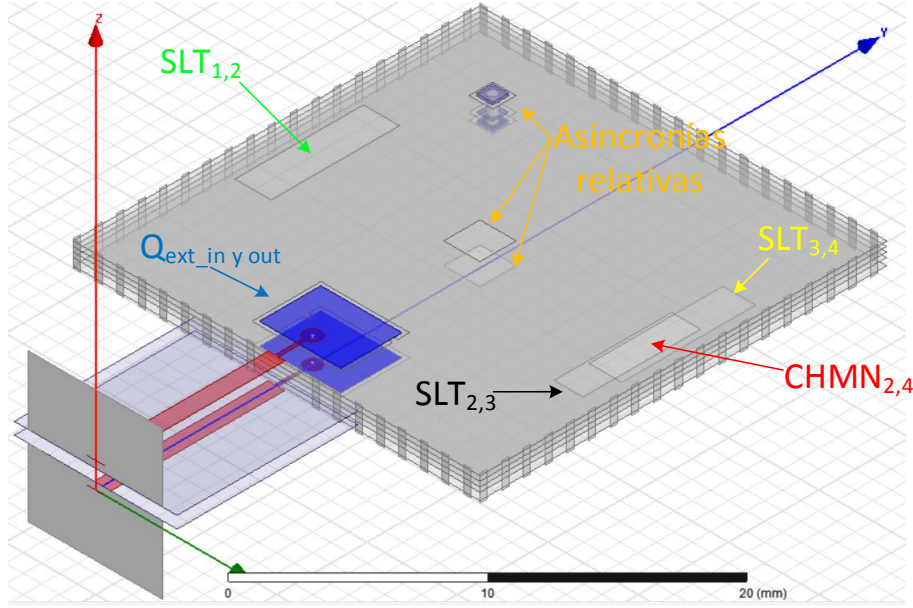


Figura C.2: Aspecto 3D del prototipo asimétrico simple diseñado en HFSS. Los sustratos han sido ocultos en la imagen para poder apreciar al mismo tiempo todos los niveles de metalización usados. En la imagen se indican los elementos de acoplamiento utilizados, así como los elementos para implementar las asincronías relativas y las estructuras que implementan los factores de calidad externos.

es de 0,8 mm. Además, en casi todas las comparaciones dicha diferencia es  $\leq 0,5$  mm.

Por otro lado, en este prototipo asimétrico simple, como se muestra en la matriz de acoplamiento de la tabla C.1, los valores de los autoacoplamientos no son nulos y presentan ciertas diferencias relativas entre ellos. La implementación de estas asincronías relativas se ha efectuado con los elementos indicados convenientemente en la figura C.2. Estos elementos son similares a los usados en el caso “*box-section*”, así como el proceso seguido para su optimización. Por tanto, en este diseño asimétrico simple sólo se recogen los valores estimados de los autoacoplamientos existentes en el prototipo

	$w_{slot}$ (mm)	$l_{slot}$ (mm)	$x_{slot}$ (mm)	$y_{slot}$ (mm)
CHMN <sub>2,4</sub> inicial	1.6	4.75	9	0
CHMN <sub>2,4</sub> optimizado	1.6	4.25	9	0
SLT <sub>1,2</sub> inicial	2	7.1	-9	0
SLT <sub>1,2</sub> optimizado	2	7.1	-9	0
SLT <sub>2,3</sub> inicial	1.6	5.7	9	0.5
SLT <sub>2,3</sub> optimizado	1.6	6.5	9	0.85
SLT <sub>3,4</sub> inicial	1.8	6.8	9	-1.1
SLT <sub>3,4</sub> optimizado	1.8	7.4	9	-1.65

Tabla C.2: Prototipo asimétrico simple: Dimensiones de las ranuras y de la chimenea del prototipo inicial y dimensiones definitivas tras el proceso de optimización.

inicial antes de la optimización, frente a los valores de autoacoplamientos que finalmente hay que implementar, ya que el procedimiento aplicado no introduce ninguna novedad frente al ejemplo detallado presentado en la sección 3.9. Estos valores de autoacoplamientos estimados para el prototipo inicial y los valores que finalmente hay que satisfacer se muestran en la tabla C.3.

	Asincronía inicial estimada	Asincronía deseada
RES <sub>1</sub>	0.9093	-0.045
RES <sub>2</sub>	1.545	-0.0801
RES <sub>3</sub>	1.478	0.4381
RES <sub>4</sub>	0.8421	-0.045

Tabla C.3: Estimación de las asincronías normalizadas provocadas por las dimensiones iniciales de las ranuras y valores a satisfacer para el prototipo asimétrico simple.

Por último, en la figura C.3 se presentan los resultados obtenidos en HFSS para el prototipo optimizado, sin considerar pérdidas en los materiales. En dicha figura se presentan las simulaciones realizadas considerando los dos valores de ‘Prepreg A’ estipulados en el resto de prototipos: el valor de diseño y el valor finalmente fabricado. El coeficiente de transmisión obtenido a partir de la simulación en HFSS sin pérdidas del prototipo optimizado satisface las especificaciones propuestas para la banda de paso y las bandas de rechazo.

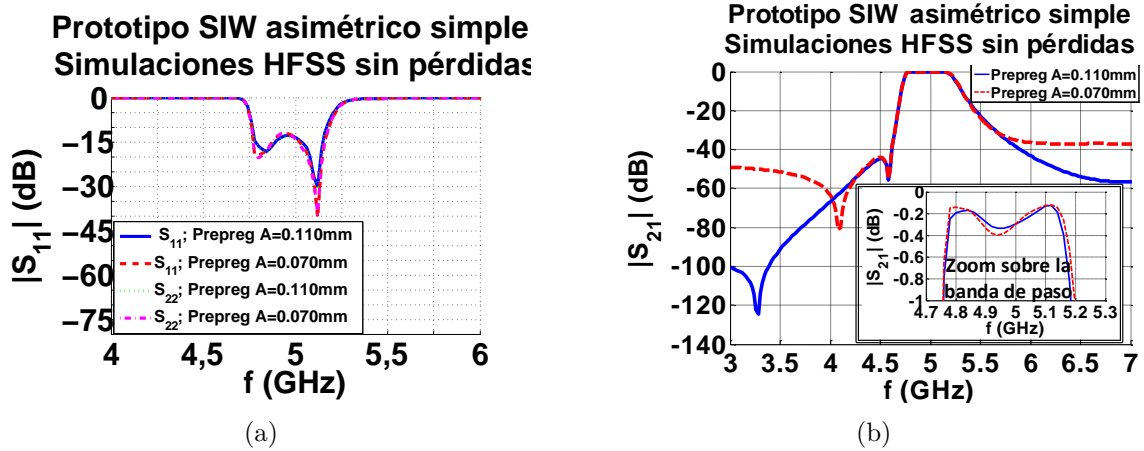


Figura C.3: Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo SIW asimétrico simple optimizado. Simulación sin pérdidas. (a) Coeficiente de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados.

Como se puede observar, además del cero diseñado, en torno a 4,6 GHz, aparece otro cero de transmisión en frecuencias inferiores. Se ha estimado que dicho cero adicional es consecuencia de la existencia de un acoplamiento entre carga y fuente del orden de  $k_{sl} = -0,0001$ . Este acoplamiento es extremadamente bajo y si bien introduce un cero adicional sobre la respuesta del filtro, éste está lejos de la banda de paso y

prácticamente no altera la respuesta en frecuencia cerca de ésta. En este diseño, a diferencia del ejemplo mostrado con el prototipo simétrico de la sección 3.8, no se ha realizado ninguna compensación para tratar de eliminar este acoplamiento carga-fuente. Por último, también hay que destacar que el grosor del ‘Prepreg A’ tiene una considerable influencia sobre la respuesta en frecuencia lejos de la banda de paso. En la figura C.3(b) se observa como disminuir dicho grosor implica que el segundo cero de transmisión se acerque más al primero, así como una pérdida de rechazo en alta frecuencia.

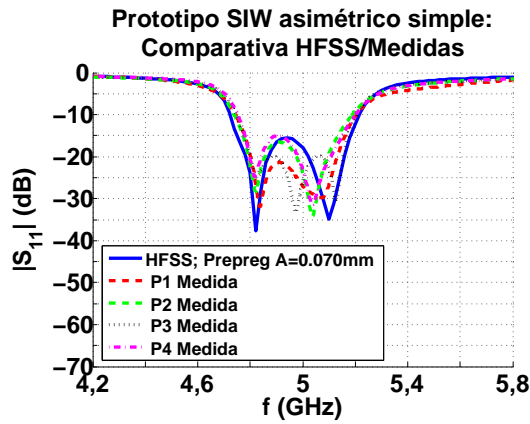
### C.0.3. Medida de prototipos VS HFSS: asimétrico simple

En este apartado se comparan las simulaciones electromagnéticas de modelos con pérdidas con las medidas obtenidas para varias realizaciones fabricadas de este prototipo. Las condiciones de simulación y medida son las mismas que las comentadas para los prototipos simétrico y “*box-section*”.

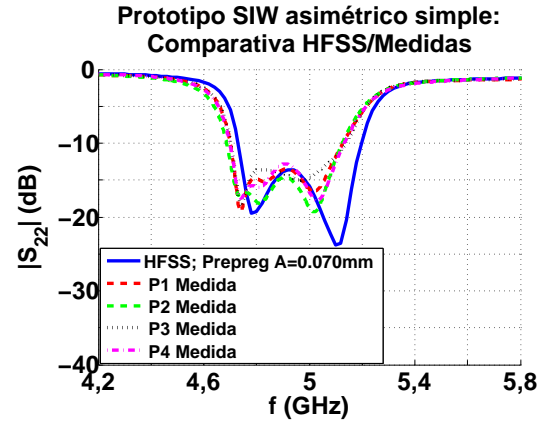
En la figura C.4 se comparan los resultados de la simulación con pérdidas y de las medidas de los prototipos implementados. Los coeficientes de reflexión de entrada y salida del filtro se presentan en las figuras C.4(a) y C.4(b) respectivamente, donde se puede observar como las medidas son muy parecidas a los resultados de la simulación en HFSS.

En la figura C.4(c) se muestra la misma comparativa para los coeficientes de transmisión. Como se puede observar, en torno a la banda de paso del filtro, las medidas de los diferentes prototipos son muy parecidas entre sí y también a los resultados de la simulación. Las medidas muestran una banda de paso ligeramente centrada por debajo de 5 GHz, con un ancho de banda alrededor de 400 MHz y unas pérdidas de inserción comprendidas entre 4,27 dB y 6,5 dB. Como se ha comentado en otros prototipos, en torno a 1 dB corresponden exclusivamente a parte de las líneas de acceso no descontadas tras la calibración TRL. Además de las prestaciones de la banda de paso, hay que destacar que las medidas también presentan el cero de transmisión diseñado a 4,6 GHz.

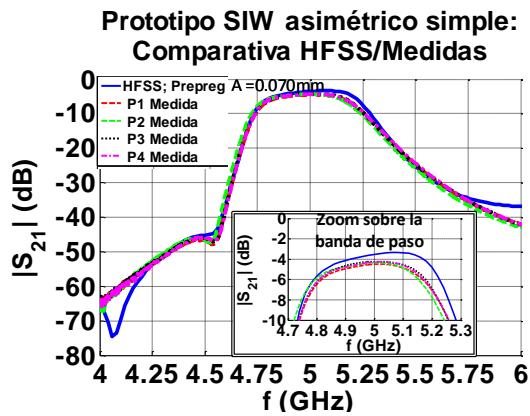
En la figura C.4(d) se muestra la respuesta de transmisión del filtro en un rango extendido de frecuencias, desde 2 GHz hasta 12 GHz. En este caso la similitud entre todas las medidas también es considerable, observándose una respuesta parecida a la obtenida de las simulaciones pero con valores de rechazo mayores. Es de destacar que también en este caso aparece el segundo cero de transmisión en torno a 4 GHz, pero ubicado a frecuencias menores que en la simulación.



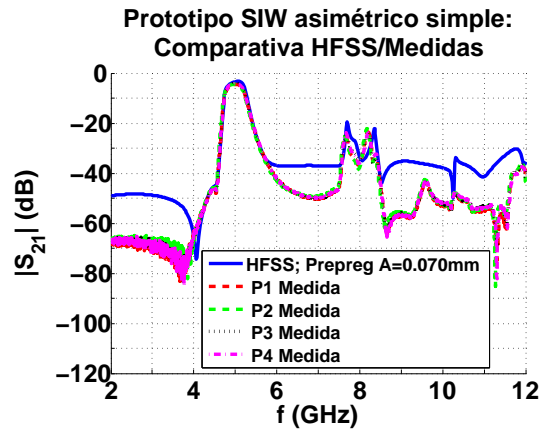
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura C.4: Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 4 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.





# Apéndice D

## Prototipos de banda ancha

En esta sección se presentan varios diseños de filtro SIW de banda ancha sin ceros de transmisión. Estos diseños, a diferencia del resto de prototipos diseñados, implementan una respuesta en frecuencia todo-polo. Mediante estos ejemplos se pretende demostrar que la combinación de ranuras no sólo permite desarrollar filtros cuyas respuestas tienen ceros de transmisión, sino que también supone una potente herramienta para implementar acoplamientos de valor elevado, necesarios para la implementación de respuestas con grandes anchos de banda porcentuales. En la sección 3.1 se ha comentado que en tecnología SIW el estado del arte de filtros de banda ancha, establece valores porcentuales máximos del ancho de banda entre un 30 % y un 40 % aproximadamente. Aplicando la estrategia de diseño propuesta en la sección 3.7, en este apéndice se presentan filtros que poseen, al menos en simulación, un ancho de banda de casi un 40 % .

Se han diseñado y fabricado tres prototipos diferentes de banda ancha. Los tres tipos de filtro fabricados implementan la misma respuesta en frecuencia. No obstante, dos de estos son variaciones del primero, el prototipo de banda ancha estándar. Los otros dos diseños resultan de la aplicación de determinadas técnicas de miniaturización sobre el prototipo estándar. En este apartado, por cuestiones de brevedad, sólo se discute en detalle el prototipo de banda ancha estándar. Este diseño no tiene aplicada ninguna técnica de reducción de tamaño y se ha diseñado imponiendo ciertas condiciones de simetría necesarias para su miniaturización en los otros dos diseños. Los prototipos miniaturizados se discuten posteriormente de forma más breve. Con ellos se pone de manifiesto que, aunque las técnicas discutidas en la sección 3.1.1.2 se aplican habitualmente a filtros SIW monocapa, también es posible aplicarlas a la arquitectura de filtros SIW de resonadores apilados verticalmente.

En la implementación de filtros SIW de banda ancha mediante la estrategia propuesta hay que destacar ciertas limitaciones. Estas limitaciones están relacionadas con la naturaleza de los modos existentes en la estructura de resonadores SIW apilados cuando se emplean ranuras para proporcionar acoplamientos de un valor alto. El prototipo estándar que se presenta en esta sección se usa para discutir cualitativamente esta limitación y sus consecuencias sobre el proceso de optimización de los prototipos de banda ancha.

Todos los filtros SIW presentados se han diseñado considerando un ‘Prepreg A’ de valor 0,110 mm. Sin embargo, el valor nominal que finalmente ha usado el fabricante de

PCB para esta capa ha sido de 0,070 mm. Este detalle es especialmente relevante en los diseños que aquí se presentan. Si bien en todos los diseños con ceros de transmisión esto tiene un impacto leve, en los diseños de banda ancha esta diferencia provoca una fuerte distorsión en la respuesta de los prototipos caracterizados. No obstante, las medidas realizadas muestran una correlación excelente con las simulaciones realizadas en HFSS considerando el grosor de dieléctrico realmente implementado. Esto demuestra que si los valores nominales de fabricación hubiesen sido iguales a los utilizados durante la fase de diseño, el resultado de las medidas sería similar a las respuestas diseñadas.

Por último, en los diseños de banda ancha que se presentan en este apéndice, la frecuencia central de la banda de paso de los filtros implementados está bastante por debajo de 5 GHz. En estos diseños tampoco se ha efectuado el proceso de ajuste de la frecuencia central indicado en la fase 2 del algoritmo de diseño de la sección 3.7.1. No obstante, las asincronías introducidas por las ranuras son bastante superiores a los del resto de prototipos, puesto que los valores de acoplamiento adyacentes a implementar son sustancialmente mayores<sup>1</sup>. Esto provoca que la frecuencia central de los prototipos de banda ancha resultantes de la fase 1 de diseño, y sin el ajuste posterior correspondiente, sea bastante inferior al del resto de prototipos previos y al valor objetivo de 5 GHz.

Para los tres diseños, el estándar y los dos miniaturizados, se han tomado las mismas especificaciones eléctricas. El objetivo fundamental de estos prototipos es evaluar cuál es el máximo ancho de banda porcentual que se puede lograr aplicando la estrategia de diseño propuesta, consiguiendo a la vez pérdidas de retorno razonables en la banda de paso. Por tanto, la matriz de acoplamiento y las características eléctricas que a continuación se detallan suponen sólo un punto de partida para el desarrollo de los prototipos. En el proceso de diseño se ha dado prioridad a obtener el mayor ancho de banda posible sobre otros requisitos eléctricos, como el valor de pérdidas de retorno inicialmente propuesto.

Las especificaciones eléctricas normalizadas que se han propuesto como figura de mérito para los prototipos de banda ancha son:

- Ancho de banda porcentual:  $FBW = 40\%$ .
- Nivel de pérdidas de retorno en la banda de paso:  $IL \geq 15\text{ dB}$ .
- Respuesta todo-polo: ningún cero de transmisión.

En la tabla D.1 se presenta la matriz de acoplamiento, con sus valores normalizados, obtenida para satisfacer las especificaciones eléctricas anteriores.

Los valores desnormalizados que se obtienen a partir de estas especificaciones son:

- El ancho de banda es  $BW = 2\text{ GHz}$  considerando como frecuencia central de la banda de paso del filtro  $f_0 = 5\text{ GHz}$ .
- $Q_{ext} = 2,98$ .
- $k_{12} = k_{34} = -0,3208$ ;  $k_{23} = -0,257$ .

---

<sup>1</sup>Consecuencia de un ancho de banda porcentual mucho mayor.

0	-0,8021	0	0
-0,8021	0	-0,6426	0
0	-0,6426	0	-0,8021
0	0	-0,8021	0

Tabla D.1: Matriz de acoplamiento normalizada correspondiente a los prototipos de banda ancha.  $\bar{Q}_{ext} = 1,1954$ .

## D.1. Prototipo de banda ancha estándar

En este apartado se describe el diseño del filtro estándar, al que no se ha aplicado ningún método de miniaturización. Los prototipos miniaturizados se discuten en los apartados posteriores.. Una característica importante de la implementación del diseño estándar es que todos las ranuras se han diseñado para que el filtro tenga una geometría simétrica con respecto a los planos  $\widehat{xz}$  e  $\widehat{yz}$ . Esta característica es necesaria para la aplicación de técnicas de miniaturización, que se basan en la existencia de planos de simetría en la geometría del filtro.

El prototipo de banda ancha estándar permite poner de manifiesto claramente dos fenómenos:

- La limitación en el ancho de banda existente aplicando la estrategia de diseño propuesta, debido a la naturaleza multimodal que aparece cuando las ranuras son muy grandes.
- La influencia que tiene la variación del grosor del ‘Prepreg A’, entre el valor de diseño y el de fabricación, sobre la respuesta en frecuencia.

### D.1.1. Prototipo de banda ancha estándar: Fase 1

Este apartado muestra brevemente la fase 1 de la estrategia propuesta aplicada a este diseño. Este prototipo también se ve afectado por las consideraciones generales expuestas en la sección ??.

La respuesta en frecuencia del prototipo es todo-polo, por lo que no existen acoplamientos cruzados, sólo acoplamientos adyacentes. Esto reduce la estrategia de diseño en este caso particular a implementar cada uno de estos acoplamientos mediante ranuras físicamente independientes, sin importar el orden en el que se diseñan.

Por otro lado, la implementación de cada coeficiente de acoplamiento no puede realizarse únicamente mediante una única ranura, sino que se tiene que emplear una combinación de varias ranuras para lograr los valores de acoplamiento exigidos. Como se extrae a partir de las figuras 3.8(a) y 3.9(a), mediante una ranura la intensidad máxima de acoplamiento que se puede lograr está en torno a 0,20. Por tanto, para satisfacer los valores de  $k_{12} = k_{34} = -0,3208$  y  $k_{23} = -0,257$  lo que se ha propuesto es diseñar una ranura que proporcione la mitad del valor del acoplamiento deseado e implementar dicho acoplamiento como la combinación lineal de dos ranuras exactamente iguales pero ubicadas en posiciones enfrentadas.

Las dimensiones obtenidas para las ranuras en la fase 1 se muestran en la tabla D.2. Hay que destacar que por simetría  $SLT_{1,2} = SLT_{3,4}$ .

	$w_{slot}$ (mm)	$l_{slot}$ (mm)	$x_{slot}$ (mm)	$y_{slot}$ (mm)
SLT <sub>1,2</sub> inicial	2	15	$\pm 9,6$	0
SLT <sub>1,2</sub> optimizado	2	11.5	$\pm 9,6$	0
SLT <sub>2,3</sub> inicial	12.5	2	0	$\pm 9,6$
SLT <sub>2,3</sub> optimizado	10.5	2	0	$\pm 9,6$
SLT <sub>3,4</sub> inicial	2	15	$\pm 9,6$	0
SLT <sub>3,4</sub> optimizado	2	11.5	$\pm 9,6$	0

Tabla D.2: Dimensiones iniciales y optimizadas de las ranuras del el prototipo de banda ancha estándar.

Por su parte, la estructura de acoplamiento a los puertos es la misma que en el resto de prototipos. En este caso el valor del factor de calidad deseado es muy bajo, lo que ha provocado que la estructura en este prototipo tenga unas dimensiones especialmente diferentes que en el resto de diseños.

Por último, la fase 1 de diseño de este prototipo, según la estrategia de diseño propuesta, concluye con la descripción geométrica completa del prototipo inicial, constituido por la unión de todos los elementos diseñados por separado.

### D.1.2. Prototipo de banda ancha estándar: Fase 2

En este apartado se presenta el proceso de optimización realizado sobre el prototipo inicial obtenido en la fase 1. También se discuten los resultados de la simulación del prototipo optimizado.

Lo más relevante en esta fase 2 es que durante el proceso de optimización se ha puesto de manifiesto el comportamiento de ranuras de acoplamiento magnético excesivamente largas. Cuando las ranuras de carácter magnético son muy largas provocan que los resonadores que acoplan tengan un comportamiento multimodo en su zona de trabajo inicialmente supesta como monomodo. En el caso de que estas ranuras sean muy largas comparadas con la anchura o longitud del resonador, los resonadores que acoplan tienden a comportarse como un único resonador plegado verticalmente, como ocurre en los denominados diseños de filtros “*folded*” [46, 58, 59].

Este efecto provoca una limitación real del máximo ancho de banda que se puede lograr mediante este tipo de estructuras. Para ilustrar esta limitación se ha simulado el prototipo final obtenido en la fase 1, cuyas dimensiones son las dimensiones iniciales que aparecen en la tabla D.2. La respuesta obtenida se muestra en la figura D.1. Como se puede observar, aparecen dos bandas de paso en la respuesta en frecuencia. Una de banda ancha, pero con un ancho de banda porcentual muy inferior al 40 % inicialmente propuesto. Otra, más estrecha en torno a 3 GHz.

Este resultado sirve para ilustrar que cuando alguna de las ranuras de tipo  $k_h$  utilizadas en el filtro SIW proporciona un valor de acoplamiento considerable, esta ranura tiene que usarse con cuidado. En la figura 3.9(a) se muestra la caracterización

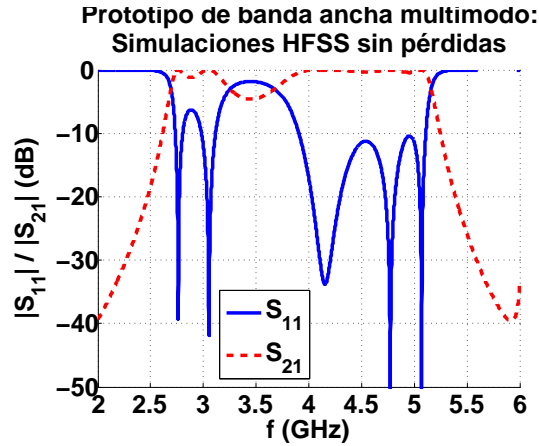


Figura D.1: Respuesta en frecuencia del prototipo inicial del filtro SIW de banda ancha estándar. Se aprecia el comportamiento multimodo mediante la aparición de dos bandas de paso en la respuesta en frecuencia del prototipo..

del valor del módulo del acoplamiento magnético para la estructura de PCB y las dimensiones de cavidad utilizadas en estos diseños. Como se puede observar, el valor del acoplamiento tiene un valor de saturación que se alcanza cuando la longitud de la ranura se aproxima a la longitud de la cavidad, que en este caso es de 22,5 mm. En el caso extremo de que la longitud de la ranura coincidiera con la de la cavidad la estructura constituida sería la de un único resonador de tipo “*folded*”. Como se ha comentado en la sección 3.1.1.4, los denominados filtros “*folded*” se basan en realizar plegamientos verticales de la cavidad resonante. Para esto desconectan alguna de las metalizaciones del resonador SIW de alguna de las paredes laterales, logrando plegar virtualmente el resonador y por tanto ahorrar su mitad de área para obtener una frecuencia de resonancia determinada.

Cualitativamente parece razonable pensar que la figura 3.9(a) pueda tener distintas regiones de funcionamiento atendiendo a cuál sería el modelo de comportamiento eléctrico más apropiado asociado a cada una de dichas zonas:

- Zona multimodo: cuando la longitud de la ranura magnética es muy parecida a la anchura o longitud de la cavidad resonante. En esta región, los resonadores tienen una naturaleza multimodo en torno a la frecuencia  $f_{110}$ .
- Zona de acoplamiento monomodo: cuando la longitud de la ranura es suficientemente pequeña comparada con el lado del resonador. En este caso el comportamiento de la estructura es puramente monomodo en torno a la frecuencia  $f_{110}$ .
- Zona de transición: cuando la longitud de la ranura está entre las dos regiones anteriores.

En el prototipo de banda ancha estándar ninguna de las ranuras inicialmente diseñadas llega a separar completamente un plano de metalización del resonador de una pared lateral. No obstante, como se puede observar en la figura D.2(a), las ranuras

diseñadas inicialmente para el plano ‘GND\_12’ tienen una longitud considerable comparada con la longitud de la cavidad resonante. Esta longitud parece estar ubicada en la región de transición comentada anteriormente, lo que provoca una respuesta en frecuencia mixta. En efecto, en la respuesta en frecuencia representada en la figura D.1 tienden a aparecer dos bandas de paso, una similar al diseño de banda ancha de orden 4, aunque con un ancho de banda menor del esperado, y otra asociada aun filtro de orden 2 constituido por dos resonadores plegados verticalmente.

El prototipo inicial de banda ancha estándar con dos bandas de paso se ha optimizado para lograr tener una única banda de paso con el mayor ancho de banda posible. Para esto, se ha intentado eliminar o absorber la naturaleza multimodo de los resonadores. Los valores optimizados de las distintas ranuras se muestran en la tabla D.2. Como se puede observar, las ranuras  $SLT_{12}$  y  $SLT_{34}$  han sufrido una reducción importante de su longitud. Esta reducción en los tamaños también puede observarse cualitativamente si se comparan las figuras D.2(a) y D.2(b). En la primera, se muestran las ranuras  $SLT_{12}$  inicialmente propuestas. En la segunda, se presentan las ranuras obtenidas del proceso de optimización. Además, en la figura D.2(c) también se muestran las ranuras  $SLT_{23}$  optimizadas. Como se puede apreciar las ranuras optimizadas de las figuras D.2(b) y D.2(c) son considerablemente más cortas que las ranuras  $SLT_{12}$  iniciales de la figura D.2(a) lo que hace desaparecer aparentemente la respuesta multibanda en torno a la frecuencia  $f_{110}$ .

El ajuste de las asincronías relativas en este caso es muy sencillo. Todos los elementos de la diagonal de la matriz de acoplamiento de la tabla D.1 son nulos. Además, los valores de los acoplamientos adyacentes son simétricos. Esto implica una simetría en la implementación de las ranuras correspondientes. Por tanto, de forma natural, los resonadores internos sufren exactamente la misma asincronía en el prototipo inicial tras finalizar la fase 1. Es decir, la optimización de la asincronía relativa entre resonadores en este caso consiste únicamente en modificar las asincronías de los resonadores externos,  $RES_1$  y  $RES_4$ .

Para realizar el ajuste de las asincronías correspondientes a los autoacoplamientos, se ha utilizado el mecanismo comentado en la sección 3.4.2, basado en añadir ranuras en las tapas no compartidas de los resonadores externos. Por tanto, se han añadido varias ranuras en las tapas externas del primer y último resonador. Las ranuras adicionales se han denominado  $SLT_{S,1}$  y  $SLT_{4,L}$  y afectan a los resonadores  $RES_1$  y  $RES_4$ , respectivamente. También por simetría se verifica que  $SLT_{S,1} = SLT_{4,L}$ . Por último, en la figura D.2(d) se puede observar el aspecto que presentan las ranuras que ajustan las asincronías relativas entre resonadores. En esta figura también se puede observar el aspecto de la estructura optimizada que implementa el  $Q_{ext}$ . En la figura D.2(e) se muestra una imagen 3D en HFSS del prototipo de banda ancha estándar que ha resultado tras la fase 2 del diseño.

Para cerrar la sección, a continuación se presentan los resultados obtenidos tras finalizar el proceso de optimización del prototipo de banda ancha estándar.

En la figura D.3(a) se presentan los coeficientes de reflexión de entrada y de salida del prototipo de banda ancha estándar optimizado, para ambos valores del ‘Prepreg A’. Como se puede observar, la diferencia en el grosor del dieléctrico provoca una alteración considerable de la respuesta en frecuencia del filtro, tanto en reflexión como

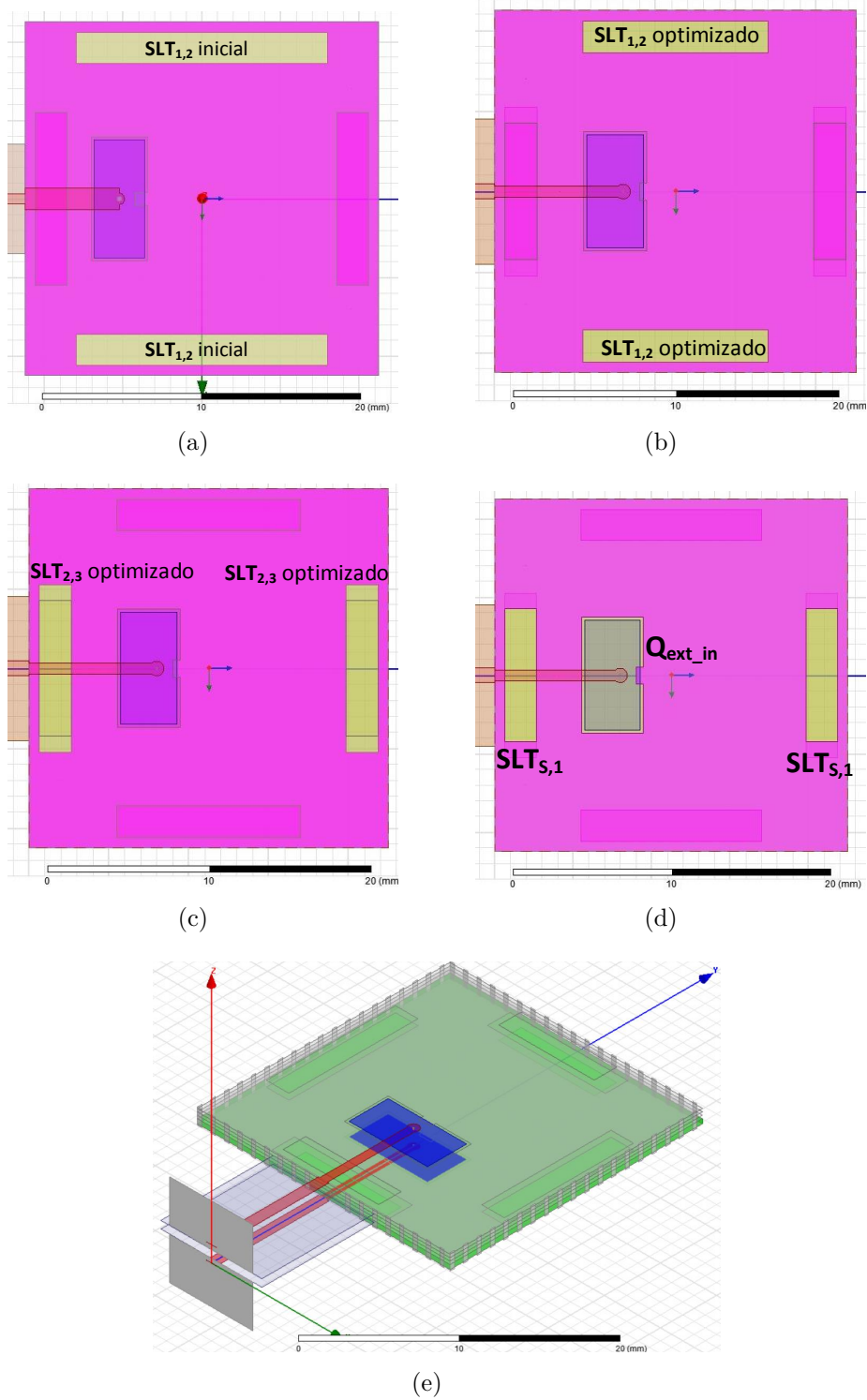
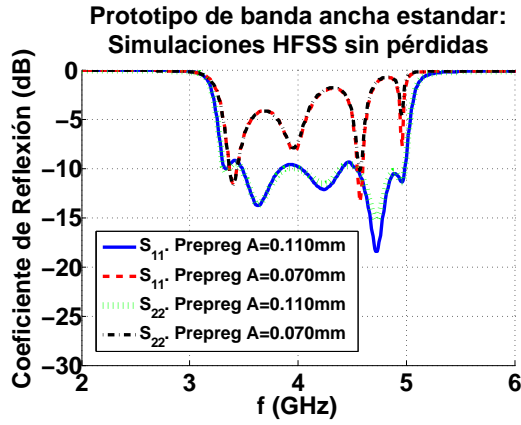
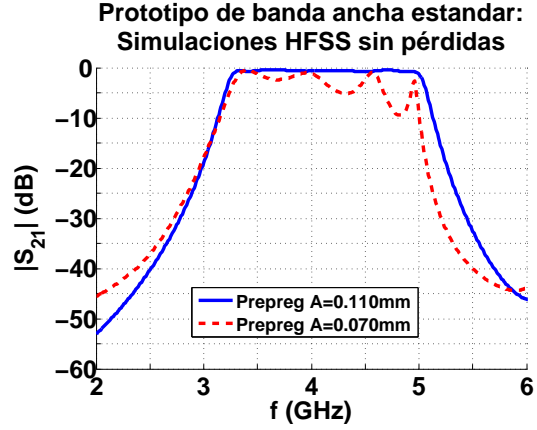


Figura D.2: Vistas en planta del filtro SIW de banda ancha estándar. (a) Prototipo inicial multimodo: Plano 'GND\_12'. (b) Prototipo optimizado: Plano 'GND\_12'. (c) Prototipo optimizado: Plano 'GND\_23'. (d) Prototipo optimizado: Plano 'GND\_S1',  $Q_{ext}$ . (e) Imagen 3D de HFSS del prototipo SIW de banda ancha estándar optimizado.





(a)



(b)

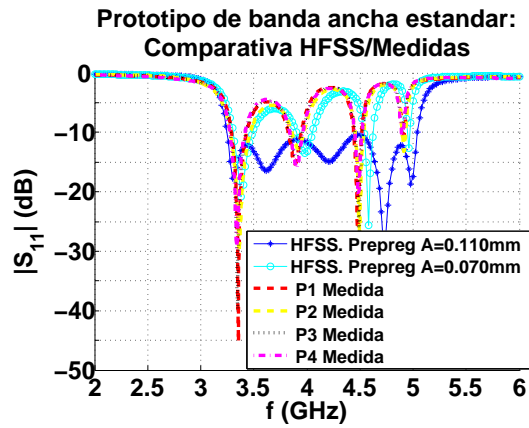
Figura D.3: Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo SIW de banda ancha estándar optimizado. Simulación sin pérdidas. (a) Coeficientes de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados.

en transmisión. Mientras que el prototipo optimizado y diseñado con el grosor de 0,110mm tiene un coeficiente de reflexión en torno a  $-10$  dB en la banda de paso, cuando este grosor pasa a ser de 0,070 mm la desadaptación sufrida en la banda de paso es enorme. Lo mismo sucede con las pérdidas de inserción en la banda de paso, representadas en la figura D.3(b). Con el grosor de diseño se logra en simulación una banda de paso desde 3,3 GHz hasta 5 GHz, lo que supone casi un 40 % de ancho de banda porcentual. En cambio, el cambio de grosor del ‘Prepreg A’ degrada la respuesta por completo.

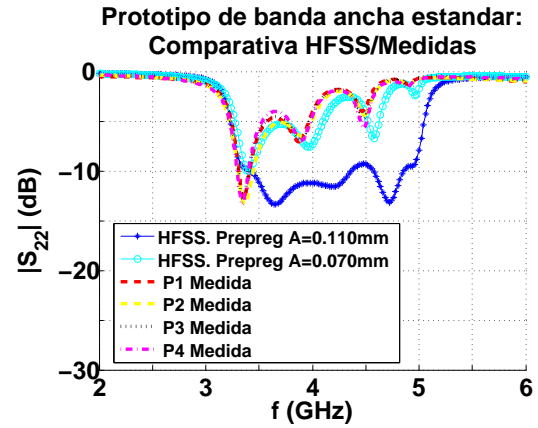
Para finalizar la presentación de los resultados del prototipo optimizado, hay que destacar que, a pesar de la reducción de longitud que han sufrido algunas ranuras durante el proceso de optimización para evitar la naturaleza multimodo de los resonadores, se ha logrado en simulación un ancho de banda porcentual de casi 40 %. Esto es posible porque dicha característica multimodo de los resonadores en torno a  $f_{110}$  no ha desaparecido totalmente. No obstante, este efecto es suficientemente pequeño como para que se pueda obtener una única banda de paso en torno a  $f_{110}$ , cuyo ancho de banda resultante es mayor del que teóricamente se podría obtener si se consideran los valores de acoplamiento que proporcionan las dimensiones de las ranuras optimizadas.

### D.1.3. Caracterización de los prototipos de banda ancha estándar implementados

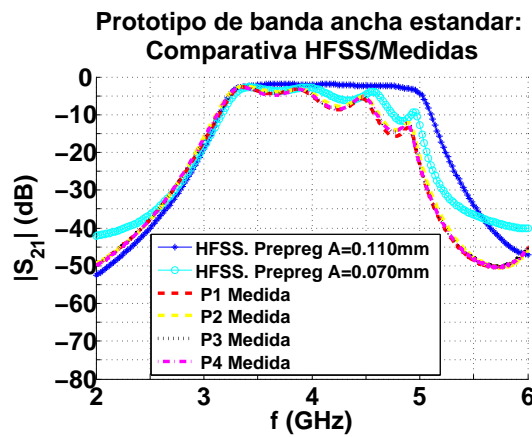
En este apartado se comparan las simulaciones en HFSS, con pérdidas y con diferentes grosores del Prepreg A, con las medidas de varios prototipos fabricados del diseño SIW de banda ancha estándar. Las condiciones de simulación y de las medidas realizadas son similares a las comentadas en el apartado 3.9.4 correspondiente al prototipo “*box-section*”.



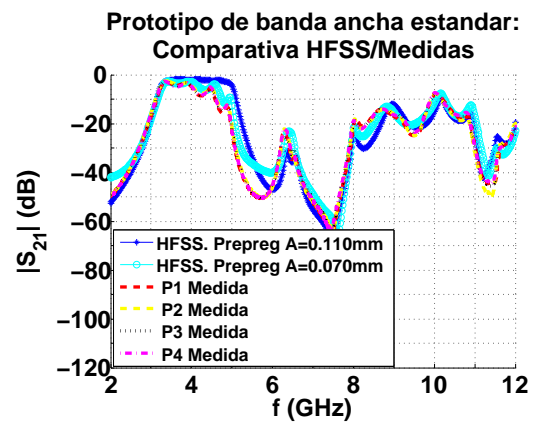
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura D.4: Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos del diseño de banda ancha estándar. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 2 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.

En las figuras D.4(a) y D.4(b) se presentan sendas comparativas de los coeficientes de reflexión de entrada y salida, respectivamente. Como se puede observar existe una gran variación entre el resultado simulado con el grosor de diseño del ‘Prepreg A’ y con el grosor nominal de fabricación. El coeficiente de reflexión simulado bajo las condiciones de diseño está en torno a  $-10$  dB en la banda de paso, mientras que la simulación con el grosor de fabricación, así como las medidas realizadas, presentan una fuerte desadaptación. A pesar de esto, las medidas del coeficiente de reflexión presentan una correlación considerable con los resultados de la simulación para el grosor nominal de fabricación de dieléctrico. Esta comparación demuestra que si se hubiera fabricado con el grosor del ‘Prepreg A’ utilizado en el diseño se podrían haber obtenido resultados satisfactorios.

En la figura D.4(c) se muestra una comparativa entre las medidas de los coeficientes de transmisión de varios prototipos y las simulaciones en HFSS del prototipo diseñado.

La simulación del prototipo predice unas pérdidas de inserción alrededor de 2,5 dB en la banda de paso del filtro comprendida entre 3,3 y 5 GHz. La simulación con el grosor nominal de fabricación del ‘Prepreg A’ y las medidas presentan un aspecto muy similar entre sí, con una banda de paso bastante deformada, como consecuencia del cambio de grosor en la capa de dieléctrico. Por último, en la figura D.4(d) se muestra el coeficiente de transmisión medido y simulado desde 2 GHz hasta 12 GHz. Como se puede observar, en las bandas de rechazo todas las medidas son muy similares entre sí y también son consistentes con las simulaciones realizadas.

Como conclusión de la caracterización de este prototipo se puede afirmar que los resultados medidos no son satisfactorios. No obstante, estos resultados se deben a los cambios de grosor sufridos en el ‘Prepreg A’ durante la fase de fabricación, como se ha comprobado mediante las simulaciones correspondientes. Por tanto, si el grosor nominal de fabricación hubiese sido el mismo que el valor con el que se ha realizado el diseño, el resultado debería haber sido aproximadamente el predicho en la simulación en HFSS. De este modo, se puede afirmar que la aplicación de la estrategia de diseño propuesta también permite desarrollar diseños con un ancho de banda porcentual grande, similar al de otras realizaciones que son estado del arte en este tipo de filtros SIW.

## D.2. Prototipos de banda ancha miniaturizados

En esta sección se resume el diseño de los 2 prototipos SIW de banda ancha miniaturizados y se presentan las medidas de los filtros fabricados. Ambos prototipos toman como punto inicial de sus respectivos diseños al prototipo optimizado de banda ancha estándar, presentado en la sección D. A partir de este prototipo estándar, se aplican ciertas condiciones de simetría, dando lugar a dos prototipos de banda ancha miniaturizados diferentes: el prototipo de banda ancha HMSIW y el prototipo de banda ancha QMSIW. A continuación se presentan brevemente el desarrollo de ambas versiones miniaturizadas del prototipo estándar y las medidas de las unidades fabricadas.

### D.2.1. Prototipo de banda ancha HMSIW

En este apartado se muestra uno de los diseños de banda ancha miniaturizados. Este diseño denominado HMSIW de banda ancha se obtiene a partir del prototipo de banda ancha estándar de la sección D, al que se le ha aplicado la técnica de reducción de tamaño denominada “*Half-Mode*”, habitualmente usada en filtros SIW monocapa como se ha comentado en la sección 3.1.1.2. En concreto, el plano de simetría considerado en el origen de coordenadas es el  $\widehat{xz}$ , según la referencia establecida en la figura 3.6. La aplicación de este plano de simetría sobre el prototipo de banda ancha estándar provoca que:

- Hay que reajustar las ranuras previamente definidas y el diseño de la estructura que implementa el  $Q_{ext}$ , para que la respuesta del filtro resultante se asemeje a la del diseño estándar.

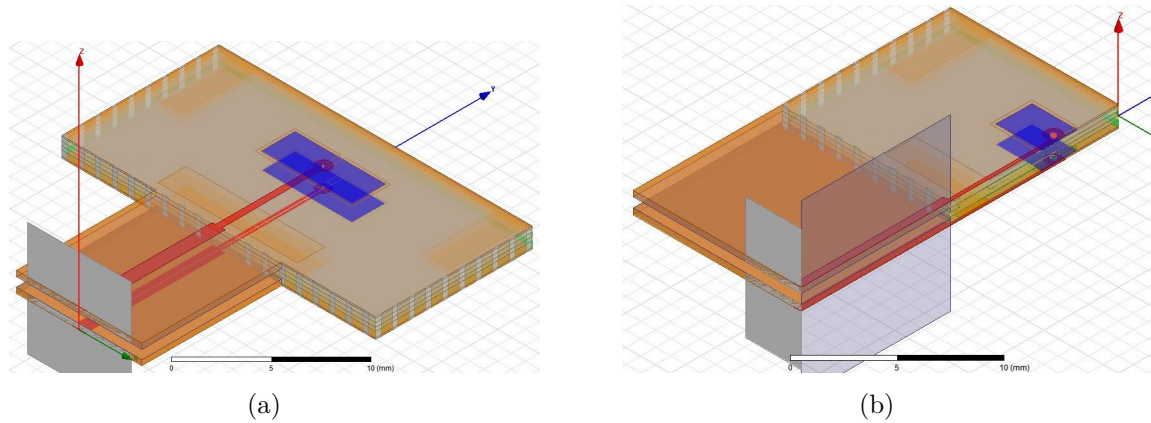


Figura D.5: Vistas 3D en HFSS de los prototipos de banda ancha miniaturizados. (a) Prototipo HMSIW. (b) Prototipo QMSIW.

- La aplicación del plano de simetría se ha implementado mediante la desaparición de la mitad del área de la cavidad resonante. Además, se han considerado en simulación dos condiciones de contorno diferentes en dicho plano:
  - Una condición de contorno de plano magnético perfecto justo en el plano  $\widehat{xz}$  de corte de la estructura del filtro. Este modelo coincide con el principio electromagnético en el que se basa esta técnica de miniaturización.
  - Una extensión a partir del plano de corte mediante material de aire acabado en condiciones de Radiación. Este modelado pretende estar más acorde con la situación real de los prototipos que se fabrican.

#### D.2.1.1. Prototipo HMSIW: Simulación en HFSS

En la figura D.5(a) se muestra una vista 3D del filtro HMSIW diseñado. Como se puede observar, los resonadores tienen una forma rectangular debido a que ha desaparecido la mitad de su área por el corte producido en la estructura.

El diseño HMSIW se ha simulado en HFSS considerando 3 conjuntos de condiciones. En los tres casos se han considerado materiales sin pérdidas y metalizaciones con un grosor infinitesimal. Los casos que se han simulado son los siguientes:

- Simulación HFSS con condición de plano H o magnético en el plano de corte  $\widehat{xz}$ , junto con un 'Prepreg A' con grosor de 0,110 mm. Esta simulación representa el caso de diseño donde se aplica la condición de corte ideal junto con el grosor del 'Prepreg A' con el que se ha efectuado el diseño de los filtros.
- Simulación en HFSS con el grosor de diseño del 'Prepreg A' (0,110 mm), modelando el corte mediante aire con condiciones de Radiación. Este caso representa un modelo del corte más realista pero mantiene el valor de diseño del 'Prepreg A'. Comparando esta situación con la anterior se puede evaluar el efecto de las condiciones de contorno sobre este diseño.

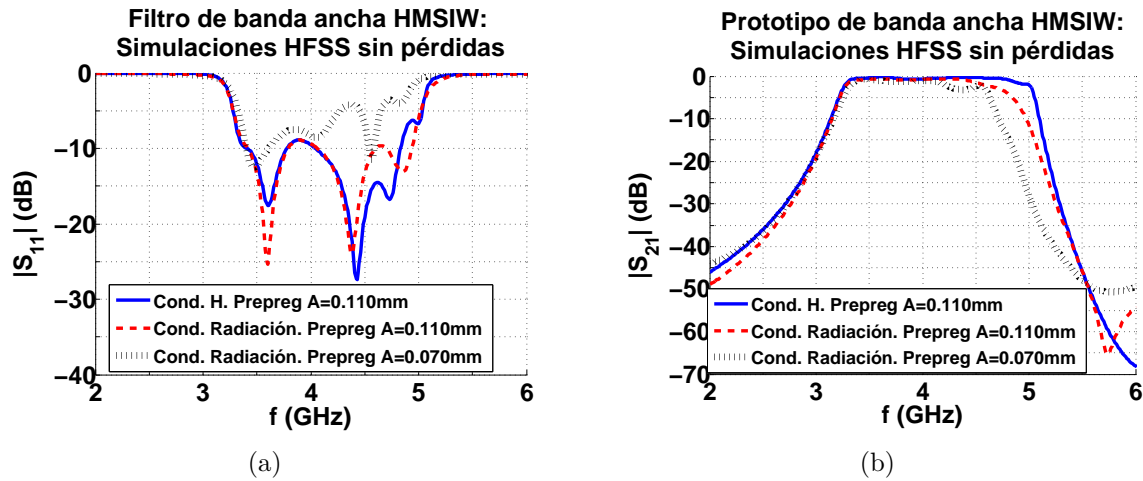


Figura D.6: Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo HMSIW de banda ancha simulado sin pérdidas. (a) Coeficientes de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados y diferentes condiciones de contorno en simulación. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados y distintas condiciones de contorno en simulación.

- Simulación en HFSS combinando la condición de corte modelada como una prolongación de aire terminada con condiciones de Radiación, con el valor nominal de fabricación del grosor del ‘Prepreg A’. Mediante este caso, comparándolo con el anterior, se pone de manifiesto la variación que introduce el cambio de grosor del ‘Prepreg A’ sobre la respuesta en frecuencia de este diseño.

En la figura D.6(a) se presenta una comparativa del coeficiente de reflexión del diseño HMSIW simulado en HFSS bajo los tres casos de simulación comentados previamente. El primer caso simulado, con condición H, representa la figura de mérito alcanzada durante el proceso de optimización y proporciona un coeficiente de reflexión en torno a  $-10$  dB desde 3,3 GHz hasta 4,9 GHz, lo que aproximadamente mantiene los resultados obtenidos con el prototipo de banda ancha estándar. El segundo caso, con condiciones de Radiación y manteniendo el grosor de diseño del ‘Prepreg A’, conserva estas prestaciones en términos de reflexión, a pesar de que dicho parámetro sufre ciertos cambios. No obstante, el cambio más importante ocurre en el tercer caso, donde además de la condición de Radiación se emplea el grosor nominal de fabricación del ‘Prepreg A’. Este cambio provoca una pérdida importante de prestaciones, replicando también la desadaptación que ocurre en el prototipo estándar ante esta misma circunstancia.

Sobre el coeficiente de transmisión sucede algo similar. En la figura D.6(b) se puede observar que el modelado del corte mediante la condición de Radiación introduce una ligera deformación en transmisión de la banda de paso en su extremo superior, con respecto al caso de condición de plano ‘H’. Esto podría considerarse como una reducción del ancho de banda en torno a 150 MHz con respecto al caso de mérito que supone la condición de plano ‘H’. Sin embargo, si el grosor del ‘Prepreg A’ es de 0,070 mm, entonces la degradación de la banda de paso es muy importante. En este caso, se produce tanto una reducción del ancho de banda en torno a 300 MHz como

una deformación del extremo superior de la banda de paso como consecuencia de la desadaptación producida.

Se puede concluir que, similarmente a lo que ocurre en el caso del prototipo estándar, el valor nominal de fabricación del grosor de 'Prepreg A' representa el factor más importante en la degradación que sufre la respuesta en frecuencia obtenida.

#### D.2.1.2. Prototipo HMSIW: Medidas VS HFSS

En este apartado se comparan las simulaciones en HFSS, con pérdidas, con diferentes grosores del 'Prepreg A' y distintas condiciones de contorno, con las medidas de varios prototipos fabricados del diseño HMSIW de banda ancha. Los casos de simulación mostrados en este apartado son los mismos que se han mencionado en el apartado anterior pero considerando materiales con pérdidas.

En las figuras D.7(a) y D.7(b) se presenta la comparativa de coeficientes de reflexión de entrada y salida respectivamente. En las figuras D.7(c) y D.7(d) se muestra una comparativa entre las medidas de los coeficientes de transmisión de varios prototipos y las simulaciones en HFSS del filtro diseñado.

Comparando todos los casos simulados y las medidas de los filtros fabricados se pueden destacar dos conclusiones:

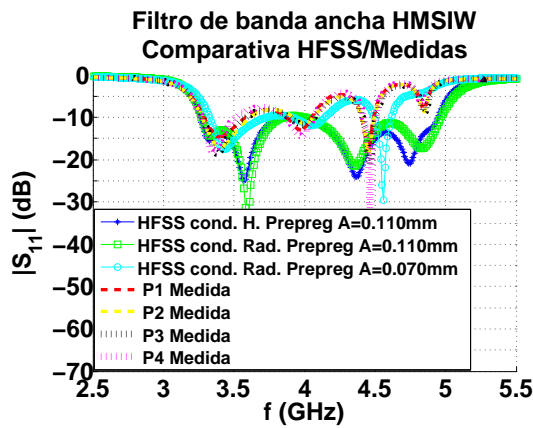
- Las medidas de todos los prototipos, tanto en reflexión como en transmisión son muy parecidas entre sí. Todas las medidas presentan una fuerte desadaptación que también provoca pérdida de ancho de banda en la parte alta de la banda de paso.
- El grosor del 'Prepreg A' es la causa fundamental de la degradación observada. Las condiciones 'H' y de Radiación simuladas junto con el grosor de diseño del 'Prepreg A' ofrecen una respuesta muy similar, también parecida a la del prototipo de banda ancha estándar. En cambio, cuando se considera el grosor de fabricación para el 'Prepeg A', la respuesta del filtro se degrada y se correla bastante bien con las medidas realizadas en los prototipos fabricados.

#### D.2.2. Prototipo de banda ancha QMSIW

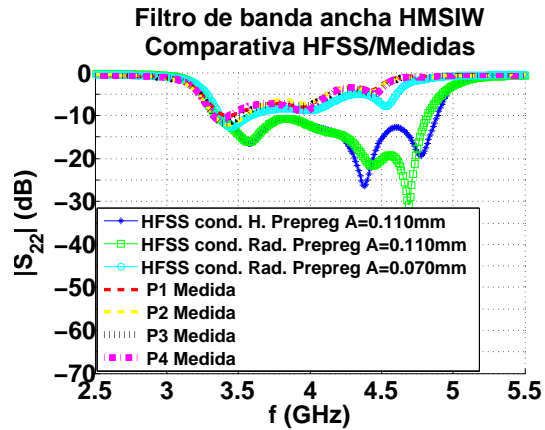
En este apartado se muestra el prototipo QMSIW de banda ancha. Éste es similar al anterior pero en lugar de aplicar un plano de simetría se han considerado dos, logrando así reducir el área ocupada por el filtro en un 75 % con respecto al diseño estándar y en un 50 % con respecto al diseño HMSIW. En concreto, se han usado los planos de corte  $\widehat{yz}$  y  $\widehat{xz}$  simultáneamente, cuya intersección entre ambos tiene lugar en el origen de coordenadas. Ambos cortes se han modelado en simulación con dos condiciones de contorno diferentes, similarmente a lo comentado en el caso previo HMSIW.

El diseño se ha optimizado retocando levemente las dimensiones de las ranuras y de la estructura que implementa el  $Q_{ext}$  del diseño de partida, que en este caso es el prototipo HMSIW anterior.

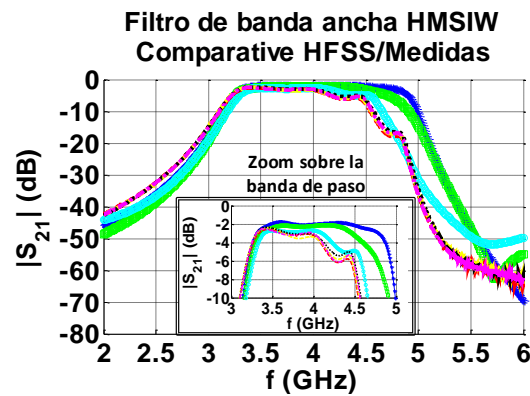




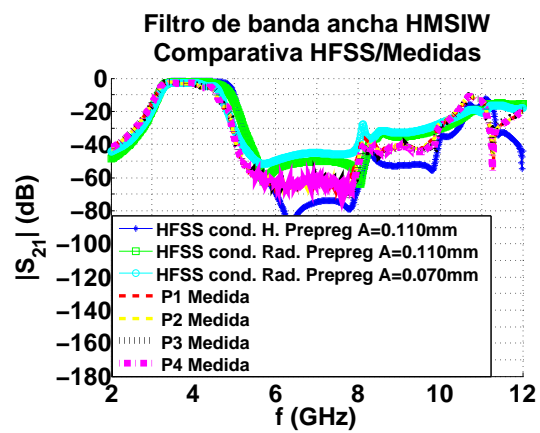
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura D.7: Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos del diseño HMSIW de banda ancha. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” en entre 2 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.

#### D.2.2.1. Diseño QMSIW: Simulación en HFSS

En la figura D.5(b) se muestra una vista 3D del filtro QMSIW diseñado. En este caso, los resonadores tienen un área cuadrada como consecuencia de aplicar ambos cortes. En la figura también se aprecian las líneas de acceso al filtro consideradas en simulación, cuyo efecto ha sido descontado. Éstas tienen a su vez un plano de simetría, utilizado convenientemente en HFSS para acceder al filtro, pero que no forma parte ni del filtro ni de las condiciones de contorno del diseño QMSIW en sí mismo.

En la figura D.8(a) se presenta una comparativa del coeficiente de reflexión del diseño QMSIW simulado en HFSS bajo los tres casos de simulación comentados. El primer caso simulado, con condición H, representa la figura de mérito alcanzada durante el proceso de optimización y proporciona un coeficiente de reflexión en torno a  $-10$  dB desde 3,3 GHz hasta 4,9 GHz, lo que aproximadamente mantiene los resultados obtenidos con el prototipo de banda ancha estándar y en el prototipo HMSIW. El segundo



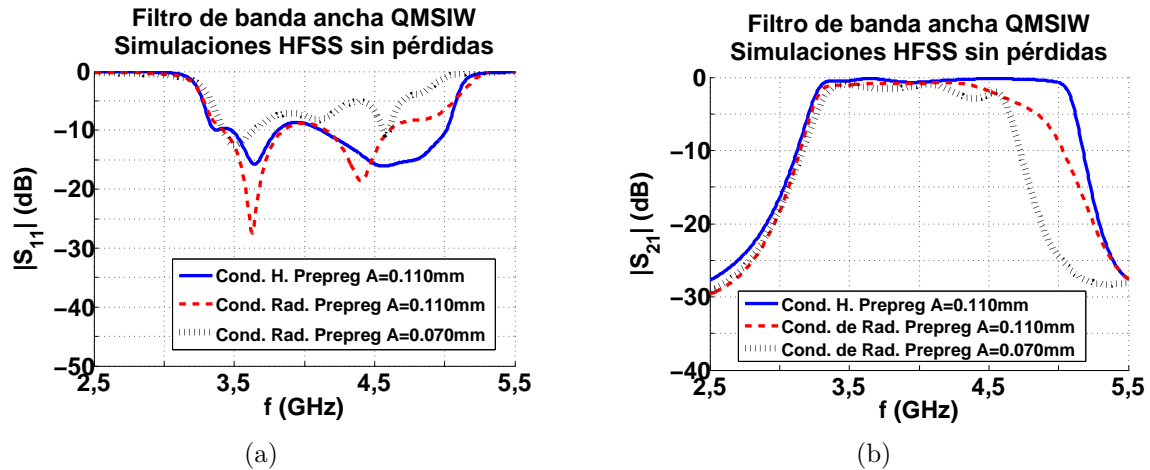


Figura D.8: Respuesta en frecuencia obtenida en HFSS del prototipo QMSIW de banda ancha simulado sin pérdidas. (a) Coeficientes de reflexión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados y diferentes condiciones de contorno en simulación. (b) Coeficiente de transmisión, para los dos grosores de ‘Prepreg A’ considerados y distintas condiciones de contorno en simulación.

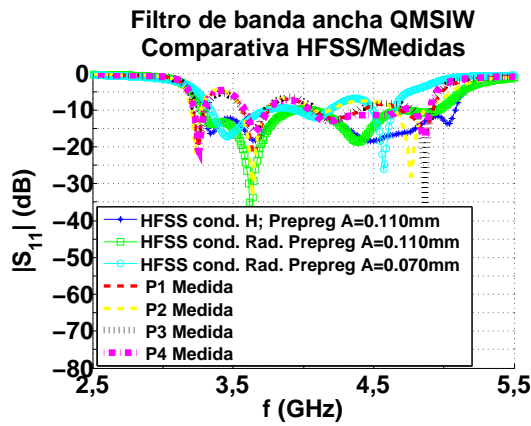
caso, con condiciones de Radiación y manteniendo el grosor de diseño del ‘Prepreg A’, proporciona unas prestaciones similares en términos de reflexión, aunque en el extremo superior de la banda de paso se produce un leve empeoramiento. No obstante, el cambio más importante ocurre en el tercer caso, donde además de la condición de Radiación se emplea el grosor nominal de fabricación del ‘Prepreg A’. Este cambio provoca una pérdida importante de prestaciones, como ocurre en los diseños anteriores de banda ancha.

En la figura D.8(b) se muestra el coeficiente de transmisión. Aquí se puede observar comparando el caso de condición ‘H’ y condición de Radiación con el mismo grosor del ‘Prepreg A’, que el modelado de ambos cortes mediante la condición de Radiación supone una deformación considerable en el extremo superior de la banda de paso, provocando una reducción del ancho de banda del orden de 300–400 MHz. Sin embargo, la mayor degradación de prestaciones la continúa produciendo la disminución del grosor del ‘Prepreg A’. Si éste es de 0,070 mm, entonces la degradación de la banda de paso es aún mayor, produciendo una reducción del ancho de banda en torno a 500 MHz así como una deformación de la banda de paso debido a la desadaptación producida.

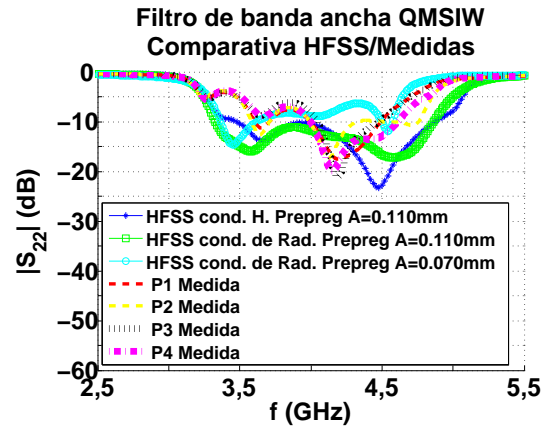
#### D.2.2.2. Prototipo QMSIW: Medidas VS HFSS

En este apartado se comparan las simulaciones en HFSS, con pérdidas, diferentes grosores del ‘Prepreg A’ y distintas condiciones de contorno, con las medidas de varios prototipos fabricados del diseño QMSIW de banda ancha.

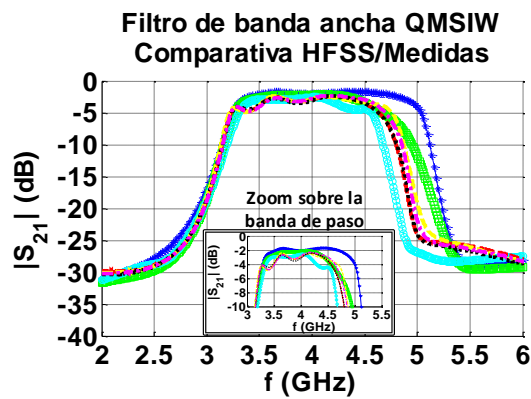
En las figuras D.9(a) y D.9(b) se presenta la comparativa de coeficientes de reflexión de entrada y salida, respectivamente. Lo más destacable en este diseño es que el coeficiente de reflexión medido en todos los prototipos son muy parecidos entre sí, pero no tanto con respecto a la simulación en HFSS con condiciones de Radiación y gro-



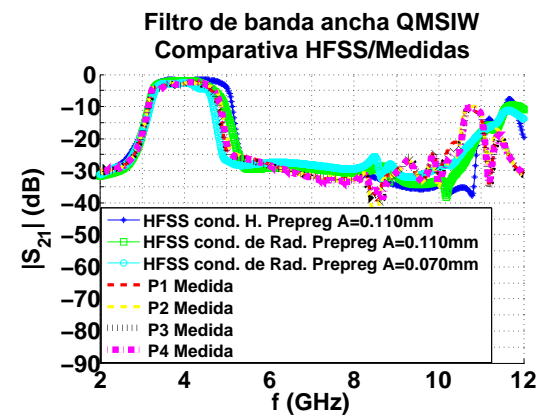
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura D.9: Comparativa entre la simulación en HFSS con pérdidas y las medidas de los prototipos del diseño QMSIW de banda ancha. (a) Coeficiente de reflexión de entrada. (b) Coeficiente de reflexión de salida. (c) Coeficiente de transmisión: “zoom” entre 2 y 6 GHz. (d) Coeficiente de transmisión: rango extendido de 2 a 12 GHz.

del 'Prepreg A' de 0,070 mm. Aunque también las medidas presentan importantes desadaptaciones, éstas ocurren fundamentalmente en el extremo inferior de la banda de paso del filtro, mientras que en la simulación ocurren en el extremo superior. Esta diferencia entre medidas y simulación probablemente sea debida a que el segundo corte (plano  $\widehat{yz}$ ) en este diseño, afecta especialmente a la estructura que implementa el  $Q_{ext}$ , bastante más que el corte del plano  $\widehat{xz}$ . Así, cualquier diferencia entre el modelado en HFSS y la fabricación final puede tener un efecto importante sobre la respuesta en frecuencia.

En las figuras D.9(c) y D.9(d) se muestra una comparativa entre las medidas de los coeficientes de transmisión de varios prototipos y las simulaciones en HFSS del filtro diseñado.

La simulación del filtro diseñado como figura de mérito (condición 'H') predice unas pérdidas de inserción alrededor de 2,5 dB en la banda de paso del filtro comprendida entre 3,3 y 4,9 GHz. La simulación con condiciones de Radiación y 'Prepreg A' de

0,110 mm muestra una reducción de la banda de paso en su extremo superior, similar a la observada en la simulación sin pérdidas. Por su parte, el tercer caso simulado, con condiciones de Radiación y 'Prepreg A' de 0,070 mm muestra una reducción importante del ancho de banda de alrededor de 400 MHz, así como una deformación de la respuesta. En este caso las medidas de todos los prototipos son muy parecidas entre sí. También son similares a la simulación del tercer caso, aunque las medidas presentan un ancho de banda ligeramente superior al de la simulación. También la deformación en la banda de paso es diferente entre la simulación y las medidas, debido a que las desadaptaciones más relevantes ocurren en zonas distintas de la banda de paso del filtro.



## Apéndice E

### Geometría de la estructura usada para implementar el $Q_{ext}$ en los prototipos SIW

En este apéndice se describe brevemente la estructura usada para implementar el  $Q_{ext}$  en los prototipos SIW realizados. En la figura E.1 se muestra una vista en planta de la estructura de acceso, donde aparecen indicados los principales parámetros que la definen.

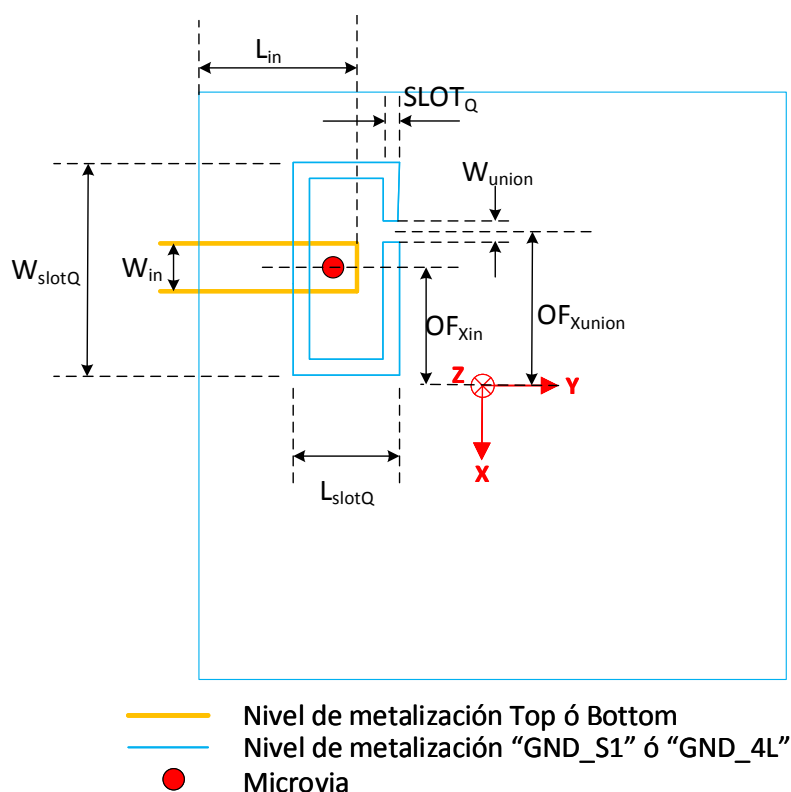


Figura E.1: Descripción de la geometría de la estructura de acceso a los puertos en los prototipos SIW. Vista en planta.

Para más detalle, en la figura 3.18 se ha mostrado una vista de perfil de esta estructura para el “*stack-up*” seleccionado y presentado en la sección 3.6.

Los elementos de la PCB que forman parte de la estructura de acceso, según se muestra en la figura E.1, son:

- En color azul se representa la geometría del nivel de metalización ‘GND\_S1’ ó ‘GND\_4L’.
- En color naranja se muestra la metalización en las caras “*Top*” ó “*Bottom*”.
- En rojo se identifica la “*microvia*” que une la pista de acceso con la tapa conductora exterior del primer ó último resonador. La tapa conductora corresponde a la capa de metalización ‘GND\_S1’ ó ‘GND\_4L’.

Los parámetros geométricos que se indican en la figura E.1 tienen el siguiente significado:

- ‘ $L_{in}$ ’: Representa la longitud de la línea de acceso que se solapa verticalmente con la superficie del resonador.
- ‘ $W_{in}$ ’: Es la anchura que tiene la pista de acceso cuando está sobre el área del resonador. Esta anchura, en general, es distinta de la correspondiente a la de la línea de acceso fuera del área ocupada por los resonadores.
- ‘ $OF_{Xin}$ ’: Representa el desplazamiento en la dirección  $x$  que puede tener la estructura de acceso, tanto de la propia línea en las capas “*Top*” o “*Bottom*” como de la ranura en forma de anillo abierto dibujado en el nivel de metalización ‘GND\_S1’ ó ‘GND\_4L’.
- ‘ $W_{slotQ}$ ’: Es la anchura máxima exterior que tiene la ranura en forma de anillo abierto trazada en la capa de metalización ‘GND\_S1’ ó ‘GND\_4L’. Es la dimensión exterior del anillo en la dirección  $x$ .
- ‘ $L_{slotQ}$ ’: Es la longitud máxima exterior que tiene la ranura en forma de anillo abierto trazada en la capa de metalización ‘GND\_S1’ ó ‘GND\_4L’. Es la dimensión exterior del anillo en la dirección  $y$ .
- ‘ $W_{union}$ ’: Es la anchura de la apertura que presenta la ranura en forma de anillo en la metalización ‘GND\_S1’ ó ‘GND\_4L’. Esta apertura permite que la línea de acceso esté conectada directamente a la tapa del resonador, cortocircuitándola en baja frecuencia.
- ‘ $OF_{Xunion}$ ’: Representa el desplazamiento en la dirección  $x$  que puede tener la apertura de la ranura en forma de anillo.
- ‘ $SLOT_Q$ ’: Representa el grosor que puede tener la apertura de la ranura en forma de anillo.



Mediante la configuración adecuada de todos estos parámetros se pueden implementar valores de  $Q_{ext}$  similares a los que se logran con las otras estructuras encontradas en la bibliografía. En la figura 3.19(b) presentada en la sección 3.6, se pueden observar algunos ejemplos con distintos valores de  $Q_{ext}$  implementados. Para los prototipos SIW se han desarrollado estructuras con valores de factores de calidad externos entre 2.9 y 24, aproximadamente.

En este punto no se desarrolla un análisis exhaustivo del proceso de diseño de este tipo de estructura de acceso, sino que a continuación se describe brevemente cómo influyen estos parámetros cualitativamente sobre el valor de  $Q_{ext}$ . Esta descripción está basada en la experiencia adquirida previamente y durante el proceso de diseño de los filtros que se presentan en los siguientes apartados.

El filtro paso-banda debe tener el correspondiente valor del factor de calidad externo a la frecuencia central de la banda de paso del filtro,  $f_0$ . En la estructura seleccionada aquí para implementar el valor de  $Q_{ext}$  los parámetros con mayor influencia para determinar esta frecuencia son ' $W_{slotQ}$ ' y ' $L_{slotQ}$ '. En cuanto al valor de  $Q_{ext}$  se refiere, las dimensiones más relevantes son otras. Por ejemplo, si se desea un valor de  $Q_{ext}$  alto <sup>1</sup>, entonces lo más recomendable es que ' $L_{in}$ ' y ' $W_{in}$ ' tengan valores pequeños. Teniendo en cuenta que el objetivo en este caso es reducir suficientemente el nivel de acoplamiento de los puertos con los resonadores de acceso, otra posible estrategia sería que ' $OF_{Xin}$ ' y ' $OF_{Xunion}$ ' fuesen distintos de cero. Es decir, que tanto la estructura completa como la apertura del anillo estuviesen descentradas en la dirección  $x$ . En cambio, si lo que se desea es implementar un valor de  $Q_{ext}$  bajo <sup>2</sup>, entonces la recomendación sería la contraria: diseñar una longitud larga de solapamiento vertical entre la línea de acceso y el resonador y mantener tanto la estructura como la apertura de la ranura en anillo centrados en la dirección  $x$ . Además, en este caso también suele ayudar el aumentar el valor de ' $W_{union}$ ', especialmente para valores de  $Q_{ext}$  extremadamente bajos.

Para ilustrar esta descripción cualitativa, en la figura E.2 se presenta el aspecto de la estructura que implementa los factores de calidad externos de algunos de los prototipos de filtros SIW realizados. En concreto, se muestra una vista en planta de los niveles "*Top*" y '*GND\_S1*' de la estructura de acoplamiento con el primer resonador para los prototipos: "*box-section*", diseño asimétrico simple, diseño simétrico y diseño de banda ancha estándar. Por ejemplo, en las figuras E.2(a), E.2(b) y E.2(c), donde el valor del factor de calidad es alto<sup>3</sup>, se observa claramente como el solapamiento vertical de la línea de acceso con el área del resonador en estos casos es muy corto y que la anchura de la línea de acceso utilizada es estrecha. Esto implica que en estos casos los valores de ' $L_{in}$ ' y ' $W_{in}$ ' son bajos. Adicionalmente, en el caso del diseño "*box-section*", donde el factor de calidad es especialmente alto, también se han utilizado valores de los parámetros ' $OF_{Xin}$ ' y ' $OF_{Xunion}$ ' no nulos, lo que aumenta aún más el valor del factor de calidad externo. Esto provoca que la estructura de acoplamiento tenga un desplazamiento en el eje  $x$  con respecto al origen, así como en la unión de la estructura con la tapa metálica del primer resonador. Esto se observa claramente en la figura E.2(a). Por el contrario, en el caso de banda ancha mostrado en la figura E.2(d) lo que

<sup>1</sup> Asociado a filtros con anchos de banda porcentuales reducidos.

<sup>2</sup> Asociado a filtros de banda ancha.

<sup>3</sup>  $Q_{ext} = 24, 12, 9,6$  respectivamente.



sucede es lo opuesto: la línea de acceso es ancha y larga y tanto la estructura como su unión con la tapa metálica del primer resonador están centrados con respecto al eje  $x$ .

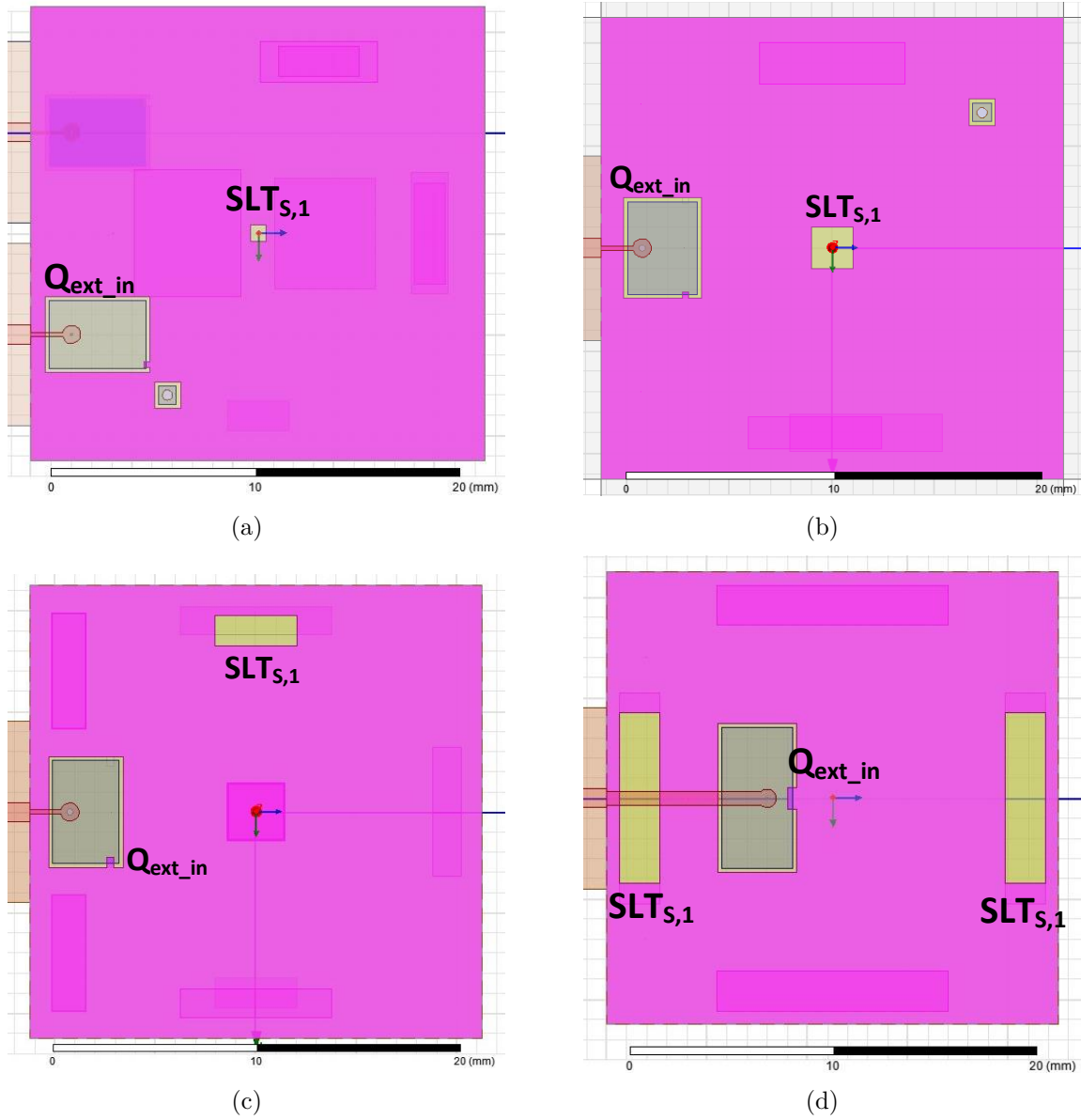


Figura E.2: Vista en planta de las estructuras diseñadas para implementar el factor de calidad de algunos prototipos SIW. (a) Vista en planta de la estructura que implementa un factor de calidad de  $Q_{ext} = 24$  para el prototipo “*box-section*”. (b) Vista en planta de la estructura que implementa un factor de calidad de  $Q_{ext} = 12,5$  para el prototipo asimétrico simple. (c) Vista en planta de la estructura que implementa un factor de calidad de  $Q_{ext} = 9,6$  para el prototipo simétrico. (d) Vista en planta de la estructura que implementa un factor de calidad de  $Q_{ext} = 2,9$  para el prototipo de banda ancha estándar.

# Bibliografía

- [1] J. W. U. L. Rohde and T. T. N. Bucher, *Communications receivers*. McGraw-Hill, 1997.
- [2] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. New York: Wiley, 2005.
- [3] K. Lim, S. Pinel, M. Davis, A. Sutono, C.-H. Lee, D. Heo, A. Obatoynbo, J. Laskar, E. Tantzeris, and R. Tummala, “RF-system-on-package (SOP) for wireless communications,” *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 3, no. 1, pp. 88–99, march 2002.
- [4] I. C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, and P. Guillon, “Microwave filters-applications and technology,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 794–805, Mar 2002.
- [5] <http://www.anatechelectronics.com/>.
- [6] G. Matthaei, L. Young, and E. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Norwood, MA: Artech-House, Norwood MA, 1980.
- [7] [http://www.mouser.com/catalog/specsheets/rf\\_microwavecat.pdf](http://www.mouser.com/catalog/specsheets/rf_microwavecat.pdf).
- [8] T. M. Shen, C. F. Chen, T. Y. Huang, and R. B. Wu, “Design of vertically stacked waveguide filters in LTCC,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, no. 8, pp. 1771–1779, Aug 2007.
- [9] L. K. Yeung, K. L. Wu, and Y. E. Wang, “Low-temperature cofired ceramic LC filters for RF applications [applications notes],” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, no. 5, pp. 118–128, Oct 2008.
- [10] <http://www.rogerscorp.com>.
- [11] <http://www.arlon-med.com/micro.html>.
- [12] <http://www.taconic-add.com>.
- [13] <http://www.parkelectro.com/parkelectro/neltec-rf-about.asp>.
- [14] <http://www.lab-circuits.com/es/>.
- [15] <http://www.pcll.net/microwave.php>.



- [16] <http://www.hccindustries.com/files/HCC-HTCC-Design-Guide.pdf>.
- [17] <http://www.ltcc.de/en>.
- [18] R. Cameron, C. Kudsia, and R. Mansour, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.
- [19] J. Hong and M. Lancaster, *Microwave filters for RF/microwave applications*, ser. Wiley Series in Microwave and optical Engineering, K. Chang, Ed. New York: John Wiley & Sons, 2001.
- [20] I. Hunter, *Theory and design of microwave filters*. IET Electromagnetic wave series 48, Cambridge University Press, 2006.
- [21] R. J. Cameron, "General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 4, pp. 433–442, Apr 1999.
- [22] —, "Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 1–10, Jan 2003.
- [23] —, "Advanced filter synthesis," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 6, pp. 42–61, Oct 2011.
- [24] R. J. Cameron, A. R. Harish, and C. J. Radcliffe, "Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 12, pp. 2862–2872, Dec 2002.
- [25] X. P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide filters: Design techniques and structure innovations," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 6, pp. 121–133, Sept 2014.
- [26] C. J. You, Z. N. Chen, X. W. Zhu, and K. Gong, "Single-layered siw post-loaded electric coupling-enhanced structure and its filter applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 61, no. 1, pp. 125–130, Jan 2013.
- [27] A. Périgaud, J. Sence, F. Fezai, S. Bila, T. Monédière, B. Jarry, P. Pouliguen, and P. Potier, "Compact dual-band filter in SIW technology for a L band receiver," in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, Sept 2015, pp. 765–768.
- [28] P. Jarry and J. Beneat, *Advanced design techniques and realizations of microwave and RF filters*. IEEE Press, John Wiley & Sons, New Jersey, 2008.
- [29] R. Levy, R. V. Snyder, and G. Matthaei, "Design of microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp. 783–793, Mar 2002.
- [30] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 20, no. 4, pp. 258–265, Apr 1972.



- [31] R. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. McGraw-Hill, New York, 1992.
- [32] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 11, pp. 2099–2109, Nov 1996.
- [33] <https://www.sop.inria.fr/apics/Dedale/WebPages/>.
- [34] R. V. Snyder, A. Mortazawi, I. Hunter, S. Bastioli, G. Macchiarella, and K. Wu, "Present and future trends in filters and multiplexers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 63, no. 10, pp. 3324–3360, Oct 2015.
- [35] B. J. Chen, T. M. Shen, and R. B. Wu, "Dual-band vertically stacked laminated waveguide filter design in ltcc technology," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 6, pp. 1554–1562, June 2009.
- [36] M. Armendariz, V. Sekar, and K. Entesari, "Tunable SIW bandpass filters with PIN diodes," in *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*, Sept 2010, pp. 830–833.
- [37] X. P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide filters: Practical aspects and design considerations," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 7, pp. 75–83, Nov 2014.
- [38] W. Shen, W. Y. Yin, X. W. Sun, and L. S. Wu, "Substrate-integrated waveguide bandpass filters with planar resonators for system-on-package," *IEEE Trans. Comp., Packag., Manufac. Technol.*, vol. 3, no. 2, pp. 253–261, Feb 2013.
- [39] X. P. Chen and K. Wu, "Substrate integrated waveguide cross-coupled filter with negative coupling structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, no. 1, pp. 142–149, Jan 2008.
- [40] F. Mira, J. Mateu, S. Cogollos, and V. E. Boria, "Design of ultra-wideband substrate integrated waveguide (siw) filters in zigzag topology," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 5, pp. 281–283, May 2009.
- [41] Y. Dong, C. T. M. Wu, and T. Itoh, "Miniaturised multi-band substrate integrated waveguide filters using complementary split-ring resonators," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 6, no. 6, pp. 611–620, April 2012.
- [42] F. Zhu, W. Hong, J. X. Chen, and K. Wu, "Cross-coupled substrate integrated waveguide filters with improved stopband performance," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 22, no. 12, pp. 633–635, Dec 2012.
- [43] P. Chu, W. Hong, L. Dai, H. Tang, J. Chen, Z. Hao, X. Zhu, and K. Wu, "A planar bandpass filter implemented with a hybrid structure of substrate integrated waveguide and coplanar waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 62, no. 2, pp. 266–274, Feb 2014.



- [44] W. Shen, W. Y. Yin, and X. W. Sun, "Compact substrate integrated waveguide (SIW) filter with defected ground structure," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 2, pp. 83–85, Feb 2011.
- [45] A. P. Saghati, A. P. Saghati, and K. Entesari, "Ultra-miniature SIW cavity resonators and filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 63, no. 12, pp. 4329–4340, Dec 2015.
- [46] S. Moscato, N. Delmonte, L. Silvestri, M. Bozzi, and L. Perregrini, "Half-mode versus folded siw filters: Modeling and design," in *2015 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Aug 2015, pp. 1–3.
- [47] Q. L. Zhang, B. Z. Wang, D. S. Zhao, and K. Wu, "A compact half-mode substrate integrated waveguide bandpass filter with wide out-of-band rejection," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, no. 7, pp. 501–503, July 2016.
- [48] L. Huang and H. Cha, "Compact ridged half-mode substrate integrated waveguide bandpass filter," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, no. 4, pp. 223–225, April 2015.
- [49] M. H. Ho and C. S. Li, "Novel balanced bandpass filters using substrate integrated half-mode waveguide," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 2, pp. 78–80, Feb 2013.
- [50] R. S. Chen, S. W. Wong, L. Zhu, and Q. X. Chu, "Wideband bandpass filter using u-slotted substrate integrated waveguide (siw) cavities," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, no. 1, pp. 1–3, Jan 2015.
- [51] F. Cheng, X. Q. Lin, M. Lancaster, K. Song, and Y. Fan, "A dual-mode substrate integrated waveguide filter with controllable transmission zeros," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 25, no. 9, pp. 576–578, Sept 2015.
- [52] A. Niembro-Martín, V. Nasserddine, E. Pistono, H. Issa, A. L. Franc, T. P. Vuong, and P. Ferrari, "Slow-wave substrate integrated waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 62, no. 8, pp. 1625–1633, Aug 2014.
- [53] Z.-C. Hao, W. Hong, J.-X. Chen, X.-P. Chen, and K. Wu, "Compact super-wide bandpass substrate integrated waveguide (SIW) filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2968–2977, Sept 2005.
- [54] Y. Jang, J. Kim, S. Kim, and K. Lee, "Design and fabrication of a compact 3-dimensional stacked type dielectric ceramic waveguide bandpass filter," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, no. 10, pp. 665–667, Oct 2014.
- [55] H. Jingsong and M. Lingqin, "Design of Ka band multilayer cross-coupled filter based on substrate integrated waveguide," in *Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International*, Sept 2012, pp. 1–4.



- [56] W. Bo, Z. Xu, L. Hao, X. Meijuan, and J. Liao, "Substrate integrated waveguide cross-coupling filter with multilayer hexagonal cavity," in *2013 International Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology*, Oct 2013, pp. 221–224.
- [57] Z. Zhang, Y. Fan, Y. Cheng, and Y. Zhang, "A compact multilayer dual-mode substrate integrated circular cavity (SICC) filter," in *2011 China-Japan Joint Microwave Conference*, April 2011, pp. 1–4.
- [58] H. Y. Chien, T. M. Shen, T. Y. Huang, W. H. Wang, and R. B. Wu, "Miniaturized bandpass filters with double-folded substrate integrated waveguide resonators in LTCC," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 7, pp. 1774–1782, July 2009.
- [59] W. Shen, W. Y. Yin, and X. W. Sun, "Miniaturized dual-band substrate integrated waveguide filter with controllable bandwidths," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 21, no. 8, pp. 418–420, Aug 2011.
- [60] T. Y. Huang, T. M. Shen, B. J. Chen, H. Y. Chien, and R. B. Wu, "Design of miniaturized vertically stacked siw filters in LTCC," in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, Sept 2009, pp. 413–416.
- [61] M. Bozzi, F. Mira, and A. Georgiadis, "A novel multilayered SIW filter with two mono-modal cavities and three poles," in *Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European*, Oct 2014, pp. 520–523.
- [62] K. S. Chin, C. C. Chang, C. H. Chen, Z. Guo, D. Wang, and W. Che, "LTCC multilayered substrate-integrated waveguide filter with enhanced frequency selectivity for system-in-package applications," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 4, pp. 664–672, April 2014.
- [63] S. Sirci, J. D. Martínez, M. Taroncher, and V. E. Boria, "Varactor-loaded continuously tunable SIW resonator for reconfigurable filter design," in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, Oct 2011, pp. 436–439.
- [64] V. Sekar, M. Armendariz, and K. Entesari, "A 1.2-1.6 GHz substrate-integrated-waveguide RF MEMS tunable filter," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 59, no. 4, pp. 866–876, April 2011.
- [65] H. Chu, P. Li, and J. X. Chen, "Balanced substrate integrated waveguide band-pass filter with high selectivity and common-mode suppression," *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 9, no. 2, pp. 133–141, 2015.
- [66] [http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS HFSS](http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS_HFSS).
- [67] B. Lopez-Berrocal, J. de-Oliva-Rubio, I. Molina-Fernandez, and J. R. Montejo-Garai, "Compact interdigital filters with transmission zeros in LTCC technology," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 24, no. 5, pp. 560–570, 2014.





- [68] G. Matthaei, "Direct-coupled, band-pass filters with  $\lambda_0/4$  resonators," in *IRE International Convention Record*, vol. 6, Mar 1958, pp. 98–111.
- [69] C. Chen, C. Huang, T. Horng, S. Wu, J. Li, C. Chen, C. Chiu, and C. Hung, "Very compact stacked LC resonator-based bandpass filters with a novel approach to tune the transmission zeros," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 19, no. 5, pp. 293–295, May 2009.
- [70] R.-J. Mao, X.-H. Tang, L. Wang, and G.-H. Du, "Miniaturized hexagonal stepped-impedance resonators and their applications to filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 2, pp. 440–448, feb. 2008.
- [71] J.-S. Hong and M. Lancaster, "Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonator filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 12, pp. 2358–2365, dec 1997.
- [72] J.-S. Hong, "Recent progress in miniature microwave filters," in *Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components, 2008. IMWS 2008. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on*, dec. 2008, pp. 1–6.
- [73] G. Matthaei, "Interdigital band-pass filters," *Microwave Theory and Techniques, IRE Transactions on*, vol. 10, no. 6, pp. 479–491, November 1962.
- [74] J. Rhodes, "Generalized interdigital linear phase filter," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 6, pp. 301–307, jun 1970.
- [75] W. Atia, K. Zaki, and A. Atia, "Synthesis of general topology multiple coupled resonator filters by optimization," in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, vol. 2, jun 1998, pp. 821–824 vol.2.
- [76] S. Cohn, "Dissipation loss in multiple-coupled-resonator filters," *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1342–1348, aug. 1959.
- [77] B. Baht and S. K. Koul, *Stripline-like transmission lines for microwave integrated circuits*. Hoboken, New Jersey: New Age International, 1989.
- [78] S. Gruszczynski and K. Wincza, "Broadband multisection asymmetric 8,34 dB directional coupler with improved directivity," in *2007 Asia-Pacific Microwave Conference*, Dec 2007, pp. 1–4.
- [79] M. M. Fahmi, J. A. Ruiz-Cruz, K. A. Zaki, and A. J. Piloto, "Multilayer multi-section broadband LTCC stripline directional couplers," in *2007 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, June 2007, pp. 173–176.
- [80] S. Gruszczynski, K. Wincza, and K. Sachse, "Design of compensated coupled-stripline 3 dB directional couplers, phase shifters, and magic-T's; Part I: Single-section coupled-line circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 11, pp. 3986–3994, Nov 2006.





- [81] —, “Design of compensated coupled-stripline 3 dB directional couplers, phase shifters, and magic-T’s; Part II: Broadband coupled-line circuits,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 9, pp. 3501–3507, Sept 2006.
- [82] B. Lopez-Berrocal, J. de Oliva-Rubio, E. Marquez-Segura, A. Moscoso-Martir, I. Molina-Fernandez, and P. Uhlig, “High performance 1,8-18 GHz 10 dB low temperature co-fired ceramic directional coupler,” *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 104, pp. 99–112, 2010.
- [83] R. Levy, “Tables for asymmetric multi-element coupled-transmission-line directional couplers,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 12, no. 3, pp. 275–279, May 1964.
- [84] J. P. Shelton, “Impedances of offset parallel-coupled strip transmission lines,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 14, no. 1, pp. 7–15, Jan 1966.
- [85] D. F. Williams and R. B. Marks, “LRM probe-tip calibrations using nonideal standards,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 2, pp. 466–469, Apr. 1995.
- [86] D. Walker, D. Williams, A. Padilla, U. Arz, and H. Grabinski, “Four-port microwave measurement system speeds on-wafer calibration and test,” *Microwave Journal*, pp. 144–150, Mar. 2001.
- [87] D. Lacombe, “A multioctave microstrip  $50 - \Omega$  termination,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 20, no. 4, pp. 290–292, Apr. 1972.
- [88] N. Jain and D. Wells, “Design of a DC-to-90-GHz resistive load,” *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 9, no. 9, pp. 69–70, Feb. 1999.
- [89] R. R. Monje, V. Vassilev, A. Pavolotsky, and V. Belitsky, “High quality microstrip termination for mmic and millimeter-wave applications,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, June 2005, pp. 4 pp.–.
- [90] F. Giannini, C. Paoloni, and M. Ruggieri, “A very broadband matched termination utilizing non-grounded radial lines,” in *Proc. 17th Europ. Microwave Conf.*, Pisa, Italy, October 1987, pp. 1027–1031.
- [91] B. López-Berrocal, J. de Oliva-Rubio, and I. Molina-Fernández, “Diseño y caracterización de cargas adaptadas desde DC a 20GHz para circuitos planares de microondas (in spanish),” in *Actas del XXIII Congreso Nacional de la URSI*, Madrid, Spain, September 2008.
- [92] B. Lopez-Berrocal, J. de Oliva-Rubio, and I. Molina-Fernandez, “Design and implementation of DC-20-GHz lumped resistor matched loads for planar microwave circuits,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 10, pp. 2439–2443, Oct 2009.



- [93] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Norwood, MA: Artech House, 2003, pp. 267–269.
- [94] R. Marks, “A multilayer method of network analyzer calibration,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 7, pp. 1205–1215, July 1991.
- [95] B. Lopez-Berrocal, E. Marquez-Segura, I. Molina-Fernandez, and J. Gonzalez-Delgado, “A high quality vertical transition between GCPW and SMCPW lines in multilayer technology,” in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, oct. 2011, pp. 424 –427.
- [96] F. Schmuckle, A. Jentzsch, W. Heinrich, J. Butz, and M. Spinnler, “LTCC as mcm substrate: design of strip-line structures and flip-chip interconnects,” in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 2001, pp. 1903 –1906 vol.3.
- [97] R. Valois, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Lahti, and T. Jaakola, “High performances of shielded LTCC vertical transitions from DC up to 50 GHz,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 6, pp. 2026 – 2032, june 2005.
- [98] T. Kangasvieri, J. Halme, J. Vahakangas, and M. Lahti, “Ultra-wideband shielded vertical via transitions from DC up to the V-Band,” in *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st*, sept. 2006, pp. 476 –479.
- [99] J. J. Yu, B. T. Tan, and S. T. Chew, “LTCC broadband deep embedded interconnects (DEI) with application for embedded bandpass filter,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 38, no. 3, pp. 179–181, 2003. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1002/mop.11007>
- [100] S. Lei, Y. Guo, and L. Ong, “CPW to stripline transitions in LTCC for millimeter-wave applications,” in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, vol. 2, dec. 2005, p. 3 pp.
- [101] B. Lopez-Berrocal, E. Marquez-Segura, I. Molina-Fernandez, and J. Gonzalez-Delgado, “A circuit model for vertical multilayer transitions in coplanar waveguide technology,” *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 41, pp. 51–76, 2012.
- [102] E. Pillai, “Coax via-a technique to reduce crosstalk and enhance impedance match at vias in high-frequency multilayer packages verified by FDTD and MoM modeling,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 10, pp. 1981 –1985, oct 1997.

